

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería Aeroespacial

Medidas en Circuitos Digitales de Alta Velocidad

Autor: Pablo Vega Núñez

Tutor: Joaquín Bernal Méndez

Dep. Física aplicada III
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2015



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería Aeroespacial

Medidas en Circuitos Digitales de Alta Velocidad

Autor:
Pablo Vega Núñez

Tutor:
Joaquín Bernal Méndez
Profesor titular

Dep. Física Aplicada III
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2015

Trabajo Fin de Grado: Medidas en Circuitos Digitales de Alta Velocidad

Autor: Pablo Vega Núñez

Tutor: Joaquín Bernal Méndez

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2015

El Secretario del Tribunal

A mi familia

Índice general

Lista de figuras	v
Lista de tablas	ix
Resumen	1
1. Introducción	3
1.1. Motivación	3
1.2. Objetivos y alcance	4
2. Generador de señal	5
2.1. Acondicionamiento de potencia	6
2.2. Generación del pulso	7
3. Sondas de medida	9
3.1. Activas	9
3.2. Pasivas	10
3.2.1. Alta Impedancia	10
3.2.2. Baja Impedancia	11
3.3. Compensación de sondas	12
3.3.1. Pulso cuadrado de 1 kHz como señal adecuada para la compensación .	15

3.4. Puntos clave	17
4. Experimento 1. Resonancia	19
4.1. Señal cuadrada, $f=5$ MHz	20
4.1.1. Efectos del camino de tierra	23
4.2. Buscando resonancias	25
4.2.1. Sonda de alta impedancia 10X	29
4.3. Sonda de baja impedancia 10X	33
4.3.1. Señal cuadrada, $f=5$ MHz	34
4.3.2. Respuesta de la sonda pasiva de baja impedancia, $f=37$ MHz	36
4.3.3. Respuesta de la sonda pasiva de baja impedancia, $f=15$ MHz	37
4.4. Puntos clave	38
5. Experimento 2. Voltaje inducido por el camino de tierra	39
5.1. Caída de voltaje inductiva	40
5.2. Acoplo magnético	42
5.3. Aplicación a un cable coaxial	44
5.4. Montaje para el experimento	46
5.4.1. Sonda de alta impedancia 10X	47
5.4.2. Sonda pasiva de baja impedancia 10X	49
5.4.3. Efectos de acortar el camino de retorno o camino de tierra	50
5.5. Puntos clave	52
6. Medidas diferenciales	53
6.1. Uso de dos sondas pasivas de alta impedancia	53
6.2. Construcción de una sonda diferencial	56

6.3. Puntos clave	58
7. Experimento 3. Medida diferencial: influencia del camino de tierra.	59
7.1. $f = 19$ MHz	60
7.2. $f = 45$ MHz	61
7.3. Rechazo al modo común	62
7.4. Puntos clave	63
8. Experimento 4. Medida diferencial: sonda diferencial.	65
8.1. $f=19$ MHz	66
8.2. $f=30$ MHz	67
8.3. $f=45$ MHz	68
8.4. Puntos clave	69
9. Conclusiones	71
Bibliografía	72

Índice de figuras

2.1. 74HC240 (vista superior)	6
2.2. Esquema eléctrico del generador.[3]	7
2.3. Generador construido	8
3.1. Sonda activa [4].	10
3.2. Sonda pasiva de alta impedancia 10X.	11
3.3. Construcción de una sonda pasiva de baja impedancia.[3]	12
3.4. Condensador variable para compensar una sonda pasiva de alta impedancia.	12
3.5. Circuito equivalente de una sonda pasiva de alta impedancia y mecanismo de compensación.[3]	13
3.6. Afectación de la forma del pulso por compensación errónea.[3]	15
3.7. Evolución del voltaje medido en terminales del generador (en rojo) y del osciloscopio (en azul), para diferentes valores del condensador de compensación.	16
3.8. Afectación de armónicos por compensación errónea.[3]	17
4.1. Sobreoscilación, rizado y tiempo de establecimiento. [5]	19
4.2. Montaje: conexión directa entre osciloscopio y generador.	20
4.3. Pulso cuadrado de 5 MHz. Conexión directa al osciloscopio.	21
4.4. Sonda inclinada sin capuchón para evitar efectos relacionados con el camino de tierra.	22

4.6. Pulso cuadrado de 5 MHz. Conexión mediante sonda de alta impedancia 10X sin capuchón.	22
4.5. Montaje: sonda pasiva de alta impedancia sin capuchón, para suprimir la longitud del camino de tierra.	23
4.7. Montaje: longitud del camino de tierra aumentado unos 30 cm.	24
4.8. Efecto sobre el pulso al extender 28 cm el camino de tierra, $f=5$ MHz.	24
4.9. Tanque resonante LC serie	25
4.10. Evolución de la impedancia y la intensidad en un tanque resonante LC serie. Ejes X e Y en escala logarítmica.	26
4.11. Tanque resonante LC Paralelo	27
4.12. Montaje: camino de tierra extendido y barrido en frecuencia. Válido para sonda pasiva de alta impedancia y sonda pasiva de baja impedancia.	28
4.13. Resonancia de la sonda en el entorno de los 37 MHz con camino de tierra extendido.	29
4.14. Montaje del experimento con camino de tierra extendido.	30
4.15. Resonancia de la sonda en el entorno de los 37 MHz con camino de tierra extendido. $R=100\Omega$	30
4.16. Resonancia de la sonda en el entorno de los 37 MHz con camino de tierra extendido. $R=330\Omega$	31
4.17. Montaje y efecto de la adición de una impedancia resistiva.	33
4.18. Sonda de baja impedancia construida	34
4.19. Pulso cuadrado de 5 MHz generado. Conexión mediante sonda de baja impedancia 10X.	34
4.20. Efecto sobre el pulso al extender 28 cm el camino de tierra, $f=5$ MHz.	35
5.1. EMI viajando por el camino de tierra.[3]	40
5.2. Contribución resistiva e inductiva a la impedancia total de un conductor.[3]	40
5.3. Contribución, a la impedancia de un conductor, de la parte inductiva y resistiva hasta 50 MHz. Longitudes desde 2.5 hasta 30 cm. Ejes X e Y en escala logarítmica.	42

5.4. Inductancia mutua entre dos conductores.[3]	43
5.5. Acoplo magnético entre la malla y el conductor en un cable coaxial. Voltaje inducido. [3]	44
5.6. Relación entre el voltaje que circula por el primer conductor y el que se induce sobre el segundo.	45
5.7. Montaje para los experimentos con la sonda de medida cortocircuitada: el camino de tierra no lo proporciona la malla de la sonda.	46
6.1. III. Diferencias de potencial por tierra no común.[3]	55
6.2. IV. Cable de la sonda dispuesto de forma errónea.[3]	55
6.3. V. Las corrientes que circulan por el bucle pueden originar caídas de tensión, incluso con un nodo de tierra flotante.[3]	56
6.4. Esquema de la sonda diferencial.[3]	57
6.5. Sonda diferencial construida.	57
7.1. Montaje para tomar una medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia.	59
7.2. Medida diferencial con dos sondas pasiva de alta impedancia a 19 MHz.	60
7.3. Medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia a 19 MHz, tratando de disponer los cables de la forma más correcta.	61
7.4. Medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia a 45 MHz.	61
7.5. Medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia a 45 MHz, tratando de disponer los cables de la forma más correcta.	62
7.6. $A + B$ a 45 MHz.	63
8.1. Montaje para una medida diferencial con la sonda diferencial.	66
8.2. $A - B$ a 19 MHz, sonda diferencial construida.	67
8.3. $A - B$ a 19 MHz, sonda diferencial construida.	67
8.4. $A - B$ a 30 MHz, sonda diferencial construida.	68

8.5. $A - B$ a 30 MHz, sonda diferencial construida.	68
8.6. $A - B$ a 45 MHz, sonda diferencial construida.	69
8.7. $A - B$ a 45 MHz, sonda diferencial construida.	69

Índice de tablas

4.1.	Tabla comparativa. Efecto de la adición de impedancias resistivas.	32
4.2.	Tabla comparativa. Efecto de la adición de impedancias resistivas para sonda de baja impedancia. $f=37$ MHz.	36
4.3.	Tabla comparativa. Efecto de la adición de impedancias resistivas para sonda de baja impedancia. $f=15$ MHz.	37
5.1.	Tabla comparativa. Indicios de una impedancia variable en la sonda pasiva de alta impedancia.	47
5.2.	Tabla comparativa. Efectos de la adición de ferritas en una sonda pasiva de alta impedancia a 20 MHz.	48
5.3.	Tabla comparativa. Efectos de la adición de ferritas en una sonda pasiva de alta impedancia a 49 MHz.	49
5.4.	Tabla comparativa. Efectos de la adición de ferritas en una sonda pasiva de baja impedancia a 20 MHz.	50
5.5.	Tabla comparativa. Efecto de la adición de ferritas para diferentes frecuencias y sondas.	50
5.6.	Tabla comparativa. Camino de tierra no extendido y efectos de la adición de ferritas a 20 MHz para la sonda pasiva de alta impedancia.	51
5.7.	Tabla comparativa. Efecto de la longitud extra en el camino de retorno.	51
7.1.	Tabla comparativa. Influencia del montaje, en una medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia para 19 y 45 MHz.	62

Resumen

Los circuitos electrónicos, desde los más cotidianos hasta los más innovadores, son cada vez más rápidos y pequeños. Esto hace que las posibles interacciones electromagnéticas se disparen y, con ello, los problemas derivados de las mismas. En función de las características físicas del circuito puede suceder, además, que el modelo que se esté considerando para su análisis deje de ser adecuado si se superan ciertas frecuencias de operación.

Con estos elementos de partida, es frecuente encontrar comportamientos que pueden resultar contradictorios, a priori, si no se tienen en cuenta efectos que, a frecuencias suficientemente bajas, son de segundo orden.

Este trabajo fin de grado trata de poner de manifiesto la importancia y la rigurosidad necesaria a la hora de tomar medidas en dichos circuitos. De esta forma, se podrán evitar errores en los valores obtenidos que, como se verá, no son para nada despreciables en muchos de los casos. Los capítulos que a partir de aquí se desarrollan son de contenido fundamentalmente práctico, y pretenden poner de manifiesto las diferentes interacciones y efectos indeseados que pueden aparecer si no se presta la suficiente atención a la hora de hacer mediciones.

Se han seguido los experimentos y la metodología propuesta por Douglas C. Smith en su libro "High frequency measurements and noise in electronic circuits", los cuales se apoyan en simulaciones hechas con PSpice, cuando se precisa un análisis más detallado.

Capítulo 1

Introducción

El desarrollo de la tecnología relacionada con los dispositivos electrónicos, ha impulsado un creciente interés por la miniaturización y el incremento en la velocidad de los mismos. Desde la invención del transistor en sustitución de los tubos de vacío, y con la llegada del circuito integrado se han satisfecho las exigencias del mercado en cuanto a tamaño y velocidad de los dispositivos sin detrimento de la potencia involucrada.

En este contexto cobran una importancia creciente todos los aspectos relacionados con la compatibilidad electromagnética. La compatibilidad electromagnética se puede definir como la capacidad de que un equipo funcione de forma satisfactoria en su entorno electromagnético, sin introducir perturbaciones electromagnéticas intolerables para otros equipos en ese entorno [1]. Esta definición comprende el estudio de las causas y los mecanismos por los cuales se producen efectos de acoplamiento electromagnético entre un equipo eléctrico o electrónico y su entorno electromagnético, así como de las técnicas para eliminar, disminuir y prevenir los efectos indeseables de estos acoplos (interferencias o ruido).

Existe una normativa sobre compatibilidad electromagnética, plasmada en diferentes directivas [2], que ha de ser tenida en cuenta a la hora de diseñar y comercializar un determinado equipo. Sin embargo, cuando se trata de tomar medidas en dispositivos de alta frecuencia, es frecuente pasar por alto algunos fenómenos que pueden inducir a graves errores.

1.1. Motivación

Cuando se testea un circuito electrónico para comprobar su correcto funcionamiento y detectar posibles fallos es frecuente el uso de multímetros y osciloscopios. El comportamiento habitual es el de limitarse a conectar la sonda del aparato de medida en cuestión, a los nodos del circuito en los cuales se desea obtener una lectura de las magnitudes eléctricas de interés.

La práctica, habitualmente extendida, no tiene mayores consecuencias siempre y cuando el circuito bajo estudio sea de baja frecuencia. Esto es debido a que los osciloscopios, y las

sondas de los mismos, están diseñados para no interferir con el circuito al ser, para la corriente que circula por los mismos, un camino de alta impedancia.

Llegados a este punto, cabe decir que la consideración de una impedancia como alta o baja dependerá de la frecuencia de trabajo y, si bien un camino puede ser considerado de alta impedancia para una corriente de baja frecuencia, podría representar simultáneamente un cortocircuito para otras de frecuencias mayores. Por tanto, para determinar si una frecuencia o impedancia es alta o baja, siempre será de buena práctica atender a comparaciones y tener presente cómo el modelo del circuito puede variar a la par que lo hace la frecuencia.

En resumen, y tal como veremos a lo largo de este trabajo, es posible que en circuitos de alta velocidad, y debido al alto contenido espectral de las señales involucradas (altas frecuencias), los instrumentos de medida terminen interaccionando de diferentes modos no esperados con el circuito que se trata de medir o caracterizar. Esto puede provocar importantes errores de medida y también puede afectar al comportamiento del propio circuito. En concreto, es posible que el circuito deje de funcionar correctamente o, por el contrario, que la propia medida enmascare un comportamiento defectuoso.

1.2. Objetivos y alcance

Con este trabajo de fin de grado se pretenden explicar e ilustrar experimentalmente las causas más frecuentes de errores en las medidas en circuitos digitales de alta velocidad. Se pretende poner de manifiesto la rigurosidad y metodología necesarias a la hora de hacer medidas en este tipo de circuitos. Se guiará al lector a través de los capítulos mediante experimentos hechos en el laboratorio, acompañados de una explicación de qué está sucediendo y qué fenómeno es el responsable en cada caso. Esta explicación se apoyará con simulaciones en PSpice cuando corresponda.

Capítulo 2

Generador de señal

Para ilustrar y verificar experimentalmente los efectos de alta frecuencia que aparecen en la medida de circuitos digitales de alta velocidad es imprescindible disponer de un circuito de prueba. En concreto, en este trabajo nos hemos planteado construir un generador de señal que suministre un tren de pulsos de frecuencia regulable que alcance una frecuencia suficientemente alta. Con este objetivo se construye, en primer lugar, un circuito oscilador capaz de generar señales cuadradas en el rango de 5 a 50 MHz. Será este generador el que sirva para poner de manifiesto los resultados que se obtienen en los 4 experimentos llevados a cabo, para los cuales ha sido necesaria la construcción de diferentes sondas de medida que serán utilizadas con el osciloscopio de trabajo.

En el laboratorio es habitual emplear generadores de señal. Si bien es frecuente encontrar estos generadores como parte del equipamiento disponible en los mismos, también es cierto que típicamente las frecuencias de oscilación se sitúan en las unidades de megahercios. La frecuencia de operación es aún menor, por lo general, si lo que se trata de generar es una onda cuadrada.

Dado que para los experimentos que se pretenden hacer se precisa un pulso cuadrado de hasta 50 MHz, y ya que los generadores comerciales con esas especificaciones son demasiado caros en el contexto de un trabajo de fin de grado, se decide construir uno. Siguiendo las indicaciones de Douglas C. Smith, cuyo libro ha servido de guía, se monta un generador de pulsos cuadrados capaz de oscilar en el intervalo de 5 a 50 MHz.

El dispositivo está basado en un buffer inversor octal (HC240).

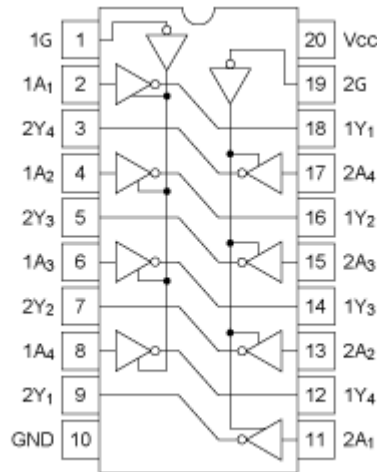


Figura 2.1: 74HC240 (vista superior)

Como se puede ver en la Figura 2.1, un buffer octal no es más que un encapsulado con 8 buffers amplificadores en su interior.

Cada uno de ellos funciona como un buffer de voltaje de manera que, conectado entre dos terminales, el dispositivo transfiere un potencial con una alta impedancia de salida. Esto quiere decir que al conectarlo entre dos circuitos, el buffer transfiere el voltaje en una sola dirección: desde el que genera el potencial a transferir; quedando este protegido del circuito al que transfiere el potencial. Idealmente, la impedancia de entrada del buffer es infinita y la de salida es cero.

En el montaje propuesto, 4 de los 8 buffers quedan inutilizados. De los 4 restantes que se usan, el circuito oscilador se basa en dos de ellos, mientras que los otros dos almacenan y sacan la señal por dos terminales BNC. En el circuito oscilador pueden diferenciarse dos partes: acondicionamiento de potencia y generación del pulso, que se detallan en las siguientes secciones.

2.1. Acondicionamiento de potencia

Mediante 4 pilas tipo AA en serie se consiguen 6 V de corriente continua, que son posteriormente acondicionados para conseguir 5.2 V destinados a la alimentación del buffer. El suministro de energía a través de baterías, además de hacer portable el generador, elimina cualquier ruido que pudiese provenir de la red eléctrica. Un LED (Diodo D2 en la Figura 2.2) indica de forma aproximada el estado de las baterías y cuándo está funcionando el circuito. Además, la señal es filtrada por 3 condensadores (C_6 , C_7 y C_8) antes de pasar a la parte de generación del pulso.

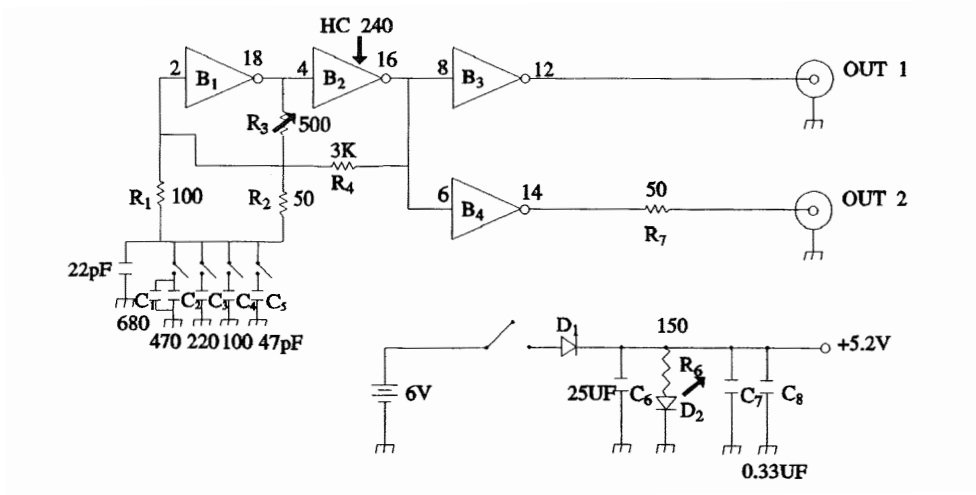


Figura 2.2: Esquema eléctrico del generador.[3]

2.2. Generación del pulso

Este subcircuito es el encargado de oscilar, generando así el pulso cuadrado deseado. Dispone de un banco de condensadores ($C_1 - C_5$), que pueden ser seleccionados individualmente. Los condensadores conmutados se cargan a través de dos resistencias en serie (R_2 , R_3), siendo R_3 variable. Es el conjunto de condensadores y el valor de la resistencia seleccionados en cada instante, el que compone la constante de tiempo $R \cdot C$ que determina la frecuencia de oscilación al fijar el tiempo de carga y descarga.

Descritos los elementos que lo componen, el circuito al completo funciona de la siguiente forma:

Los condensadores seleccionados se cargan a través de las resistencias R_2 y R_3 cuando la salida de B_1 tiene un voltaje alto. Cuando se llega a un nivel de carga y el voltaje supera el umbral lógico a la entrada de B_1 , la salida es conmutada hacia tierra, proporcionando el camino de descarga para los condensadores a través, de nuevo, de las resistencias R_2 y R_3 .

El fin de la descarga se producirá en el instante en el que el potencial en la entrada de B_1 caiga por debajo del umbral lógico, volviendo a repetirse el ciclo anterior. La entrada de B_1 está realimentada con la salida de B_2 para proporcionar histéresis. De esta forma la frecuencia de oscilación baja, ya que los condensadores seleccionados se cargan hasta valores más altos y se descargan a voltajes más bajos.

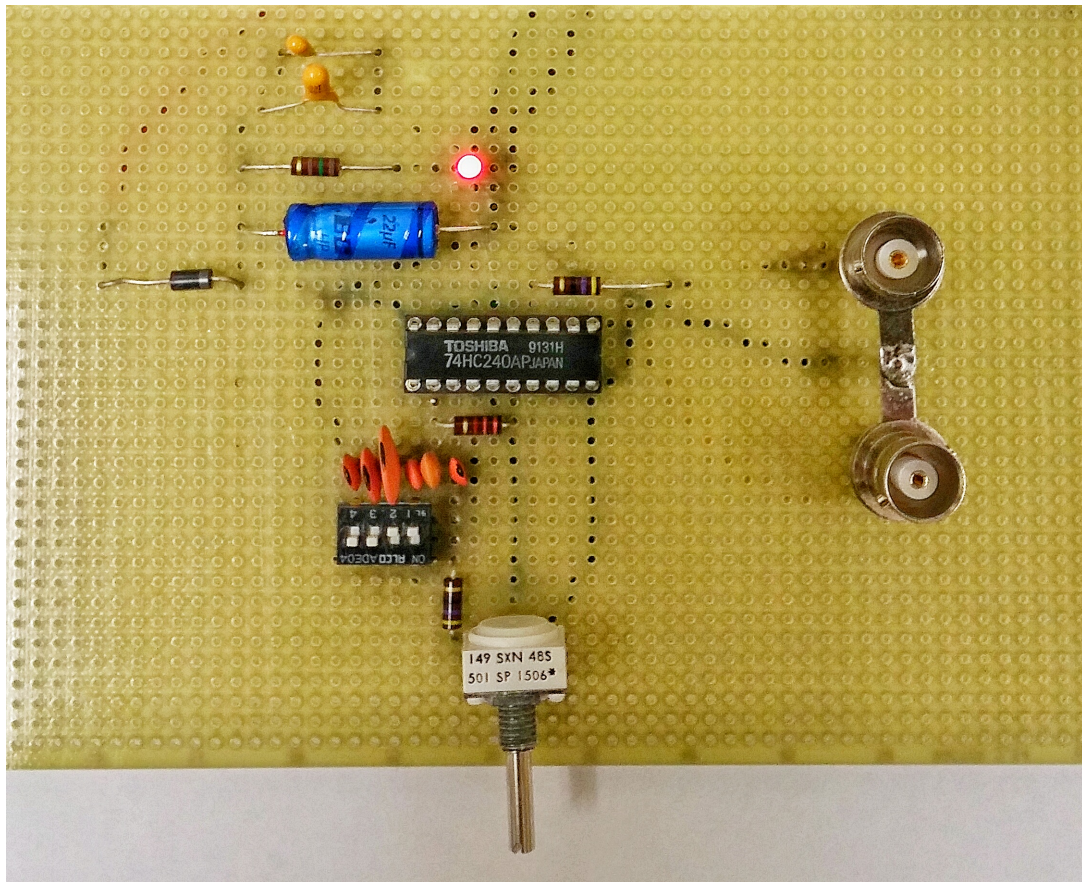


Figura 2.3: Generador construido

Capítulo 3

Sondas de medida

Una parte fundamental a la hora de hacer medidas con un osciloscopio son las sondas que se conectan a los mismos. Estas, permiten seleccionar con sus terminales los puntos entre los que se quiere medir en un circuito eléctrico.

Aunque su uso y funcionamiento parece sencillo, en posteriores capítulos se comprobará que son una de las mayores fuentes de error, siempre y cuando se trate de hacer una medición de una señal cuya frecuencia es suficientemente elevada.

El cabezal de la sonda contiene los circuitos encargados de obtener la señal. En función de estos circuitos, que pueden ser activos o pasivos, se distinguen dos tipos de sondas.

3.1. Activas

Utilizan componentes activos, como fuentes de alimentación y transistores, tanto en el cuerpo de la sonda como en su caja de terminación. Ofrecen una carga mínima sobre el circuito de prueba y su ancho de banda está en el orden de los GHz. Por el contrario, son más caras y delicadas, y se usan con osciloscopios con un ancho de banda a partir de 350 MHz, motivo por el cual se han excluido de este estudio.

Mientras que el ancho de banda de la sonda activa representada en la Figura 3.1 es dependiente de la longitud del tramo A, el B no influye.

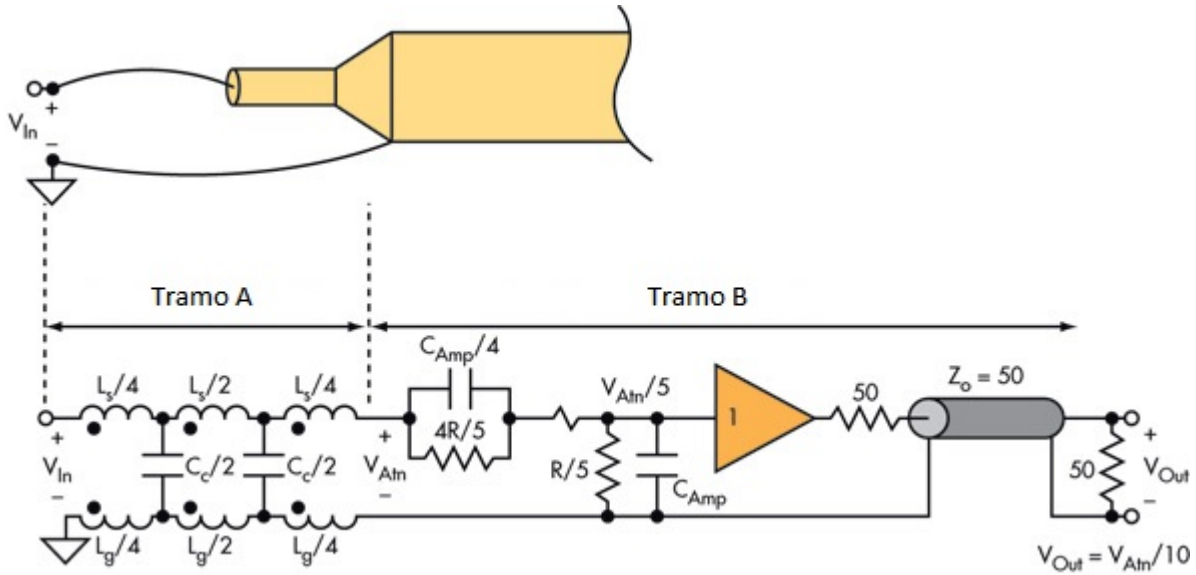


Figura 3.1: Sonda activa [4].

3.2. Pasivas

3.2.1. Alta Impedancia

Son las más utilizadas y la tensión que se mide en terminales de la sonda no es la misma que llega a los puertos de medida del osciloscopio. Esto es debido a un divisor de tensión resistivo-capacitivo que pretende eliminar el problema de “carga” que el osciloscopio real ejerce sobre el circuito bajo test.

En definitiva, las sondas pasivas 10X con un divisor de tensión 10:1 pretenden ser un camino de alta impedancia, con el objetivo de no perturbar el circuito sobre el que se está midiendo.

En la Figura 3.2 se representa el esquema eléctrico de una sonda pasiva de alta impedancia 10X. Típicamente, el divisor de tensión que incorporan estas sondas suele ser un circuito RC compuesto por una resistencia de $9\text{ M}\Omega$ en paralelo con un condensador de 12 pF . Del lado del osciloscopio, lo normal es tener una carga de $1\text{ M}\Omega$ con una capacidad de 20 pF en paralelo.

TYPICAL HIGH Z 10X PASSIVE PROBE MODEL

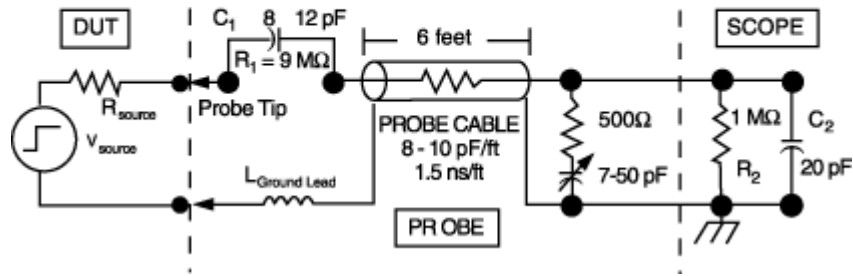


Figura 3.2: Sonda pasiva de alta impedancia 10X.

Los divisores de tensión son ampliamente usados en electrónica y su cometido es el de repartir una tensión de entrada entre una o varias impedancias. En este caso entre la de la sonda y el osciloscopio, para conseguir una medida con un ratio de atenuación 10:1. Los divisores de tensión pueden ser resistivos, capacitivos o una mezcla de ambos. En la siguiente sección se verá el comportamiento de los divisores de tensión RC al variar la frecuencia y su ajuste en una sonda de medida.

3.2.2. Baja Impedancia

Las sondas pasivas de baja impedancia son bastante sencillas. Se componen de un cable coaxial, con una resistencia soldada a su conector central en el extremo de medida. Es esta resistencia la que fija la ganancia de la sonda, que viene dada por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{in}}{R_{in} + Z_0} \quad (3.1)$$

Así, para conseguir una sonda con una atenuación 10:1, tan solo habría que acoplar una resistencia de 450Ω al extremo de medida del cable coaxial. Es decir, $R_{in} = 450\Omega$ en la Figura 3.3.

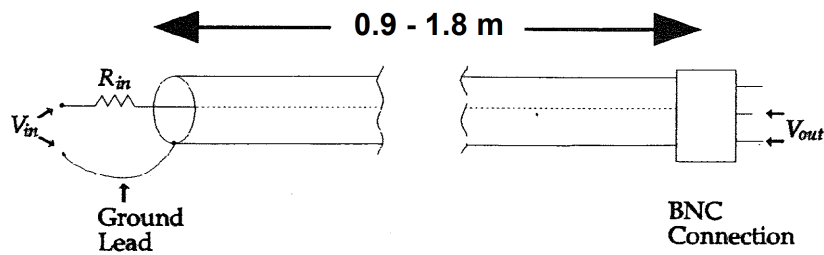


Figura 3.3: Construcción de una sonda pasiva de baja impedancia.[3]

3.3. Compensación de sondas

Con el objetivo de ser rigurosos en medidas de alta frecuencia, resulta imprescindible cubrir la compensación de sondas. La compensación, que se aplica casi exclusivamente a las sondas pasivas de alta impedancia, puede resultar crítica para frecuencias relativamente bajas (en el orden de 100 kHz).



Figura 3.4: Condensador variable para compensar una sonda pasiva de alta impedancia.

Como se puede ver en la Figura 3.2, este tipo de sondas disponen de un condensador variable, independiente del de 12 pF que normalmente incorporan, que sirve para ajustar el divisor de tensión resistivo-capacitivo. De esta forma, se pretende que el ratio de atenuación se mantenga en 10:1 al variar la frecuencia.

Para ajustar el valor del condensador variable, normalmente las sondas disponen de un selector, mediante el giro del cual se puede seleccionar el valor adecuado, tal y como se observa en la Figura 3.4.

3.3. COMPENSACIÓN DE SONDAS

No compensar la sonda puede ser una fuente de error en la amplitud y forma de la onda medida, siendo de buena práctica hacer este ajuste antes de cada uso. Incluso utilizar la misma sonda en diferentes puertos del osciloscopio requeriría de una recompensación, al ser el ajuste extremadamente sensible a la carga del mismo.

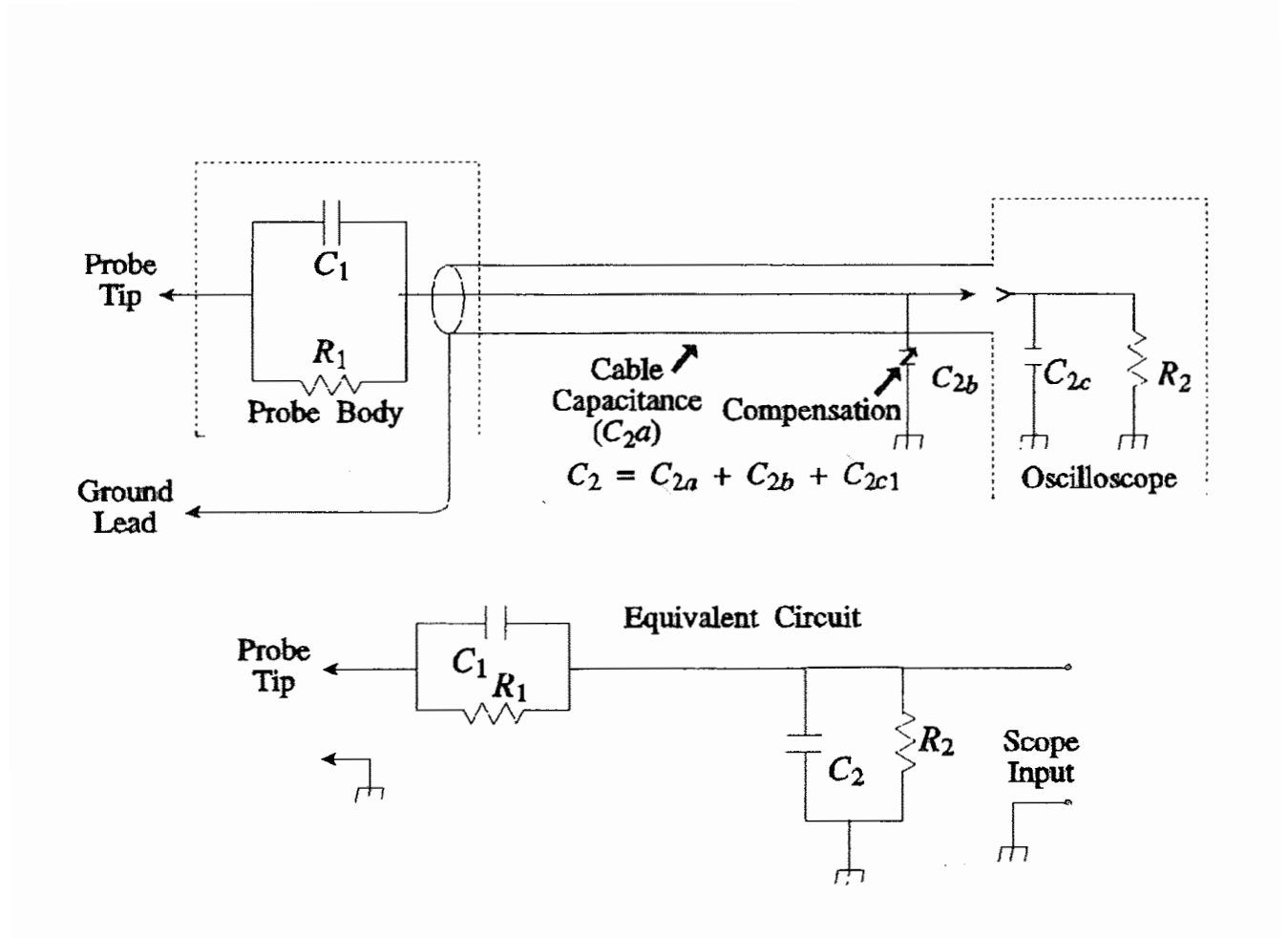


Figura 3.5: Circuito equivalente de una sonda pasiva de alta impedancia y mecanismo de compensación.[3]

Del circuito equivalente de la sonda pasiva de alta impedancia, representado en la Figura 3.5, se deducen las siguientes relaciones:

$$\frac{V_{out}(f)}{V_{gen}(f)} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 \cdot \left[\frac{1+s \cdot C_2 \cdot R_2}{1+s \cdot C_1 \cdot R_1} \right]} \quad (3.2)$$

Donde:

$$s = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot j$$

V_{out} = Voltaje en terminales del osciloscopio

V_{gen} = Voltaje entre terminales de la sonda

Z_2 = Paralelo de R_2 y C_2

Z_1 = Paralelo de R_1 y C_1

El circuito equivalente es dependiente de la frecuencia, como se acaba de ver. Así, en función de esta, la ecuación 3.2 puede simplificarse si se tiene en cuenta el comportamiento -en definitiva, la reactancia- de un condensador al variar la frecuencia:

La **reactancia capacitiva** se representa por X_C y su valor viene dado por la fórmula:

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (3.3)$$

Y la intensidad que circula por un condensador:

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} \quad (3.4)$$

Donde:

X_C = Reactancia capacitiva en ohms

C = Capacidad eléctrica en farads

f = Frecuencia en hertz

ω = Frecuencia angular

Así, a frecuencias suficientemente bajas, de la ecuación 3.3 se deduce una impedancia que tiende a infinito o, al menos, que es varios órdenes de magnitud superior a la de las resistencias. Esto puede entenderse como que los condensadores representan un abierto para la corriente que atraviesa el circuito: prácticamente no pasa intensidad por ellos en comparación con las impedancias resistivas. Partiendo de la ecuación 3.2 y *eliminando* los condensadores del circuito, la relación entre la salida y la entrada queda reducida a la siguiente expresión:

$$\frac{V_{out}}{V_{gen}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \longrightarrow \text{Baja frecuencia} \quad (3.5)$$

Análogamente al razonamiento anterior, a la par que la frecuencia que recorre el circuito aumenta, la reactancia capacitiva disminuye tal y como indica la expresión 3.3. Para frecuencias suficientemente altas, la impedancia capacitiva ha caído lo suficiente como para estar algún orden de magnitud por debajo de la impedancia resistiva. De nuevo, si se desprecian la

3.3. COMPENSACIÓN DE SONDAS

resistencias frente a los condensadores en la ecuación 3.2, se obtiene un modelo simplificado:

$$\frac{V_{out}}{V_{gen}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \rightarrow \text{Alta frecuencia} \quad (3.6)$$

De un vistazo a 3.2, se deduce que la condición para que la atenuación de la sonda sea independiente de la frecuencia se reduce a imponer la condición:

$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$$

3.3.1. Pulso cuadrado de 1 kHz como señal adecuada para la compensación

Además de la amplitud, la forma de la onda puede resultar distorsionada si la respuesta de la misma es dependiente de la frecuencia. En consecuencia, es posible que la sonda esté actuando como un filtro que atenúe los armónicos, o incluso la frecuencia fundamental de la señal original. Es precisamente esto lo que hace que una señal cuadrada de 1 kHz se considere adecuada para el ajuste de la sonda.

En el supuesto de utilizar una señal de una frecuencia suficientemente elevada, por ejemplo 1 MHz, para compensar la sonda, puede suceder lo siguiente. La frecuencia de esa señal de prueba es tan alta, que una sonda mal compensada podría estar *filtrando* la frecuencia fundamental. El resultado en el osciloscopio sería una señal que ni si quiera tendría la forma de la onda generada, como está sucediendo en la Figura 3.6. Como consecuencia, sería muy complicado alcanzar una compensación de precisión, en una sonda pasiva de alta impedancia con un condensador variable como el de la Figura 3.4.

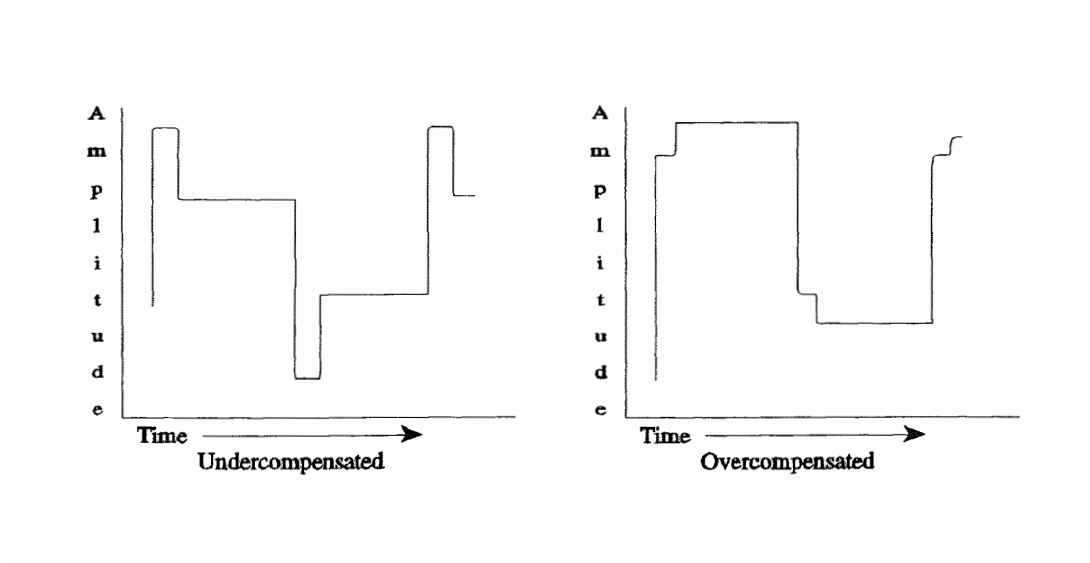


Figura 3.6: Afectación de la forma del pulso por compensación errónea.[3]

Por la gráfica de la respuesta en frecuencia de la sonda (Figura 3.7) se puede comprobar que al quedar 1 kHz dentro de la zona en la que el divisor de tensión no se ha visto afectado por el incremento de frecuencia, la frecuencia fundamental (1 KHz) no se ve afectada y la forma del pulso se conserva. Sin embargo, los armónicos sí serán influenciados por el cambio de comportamiento de la sonda (el divisor de tensión cambia de 1 KHz en adelante) y el ajuste de la misma repercutirá en los flancos de subida y bajada del pulso, tal y como muestra la Figura 3.8.

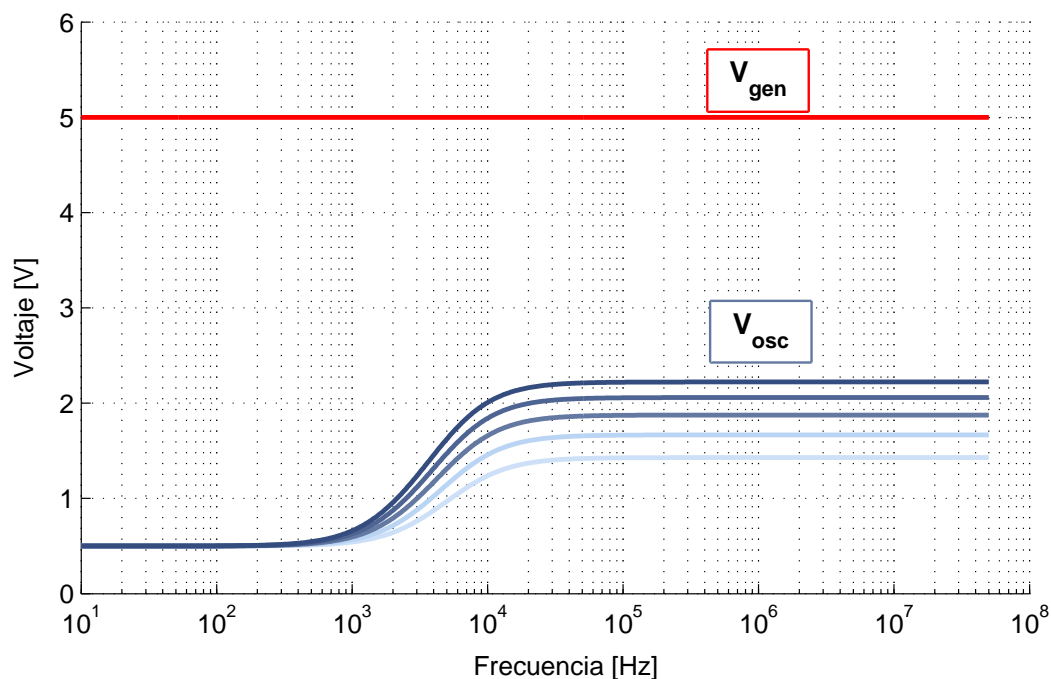


Figura 3.7: Evolución del voltaje medido en terminales del generador (en rojo) y del osciloscopio (en azul), para diferentes valores del condensador de compensación.

Equiparando el comportamiento de la sonda al del un filtro paso banda, el ajuste de la misma resultará en una ganancia mayor para unas u otras frecuencias. Así, una sonda subcompensada tiene una respuesta pobre para frecuencias de 1 kHz en adelante. El resultado es que los armónicos de la frecuencia fundamental tienen una ganancia pobre y la forma de la onda presenta una forma más redondeada y un carácter sobrearmortiguado. El efecto contrario es la sobrecompensación, que viene caracterizada por un comportamiento subarmortiguado en los flancos de subida y bajada. La razón, al contrario que en el primer caso, es una mayor ganancia para los armónicos superiores.

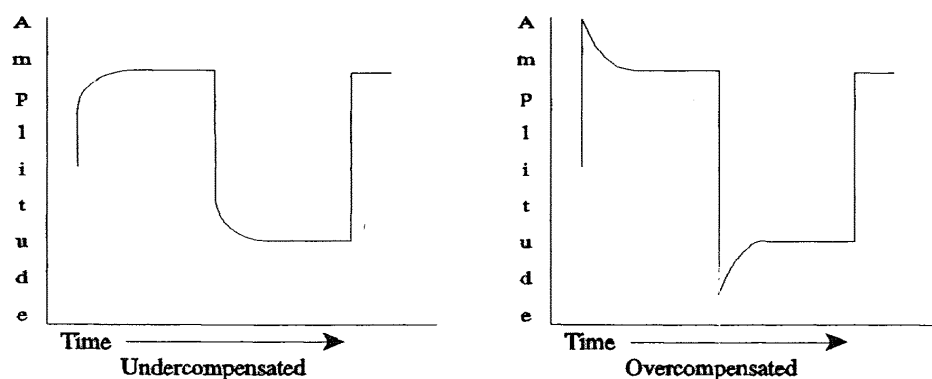


Figura 3.8: Afectación de armónicos por compensación errónea.[3]

3.4. Puntos clave

- ✓ Existen diferentes tipos de sondas para osciloscopio. En función de la frecuencia a la que se vaya a trabajar, el ancho de banda que se necesite y el presupuesto disponible, se optará por una u otra.
- ✓ Tanto en el cuerpo de la sonda como en el osciloscopio hay capacidades parásitas. Habrá que tenerlas en cuenta en posteriores capítulos para evitar comportamientos no deseados.
- ✓ Las sondas pasivas de alta impedancia hay que compensarlas, porque el comportamiento del circuito resistivo-capacitivo que incorporan es dependiente de la frecuencia.
- ✓ Un pulso cuadrado de 1 kHz es una señal adecuada para compensar una sonda pasiva de alta impedancia, porque su frecuencia fundamental no se ve afectada por el cambio de comportamiento de la sonda al aumentar la frecuencia, sin embargo, sus armónicos sí.
- ✓ No compensar una sonda puede resultar en que la señal que aparezca en el osciloscopio no tenga nada que ver con la que se ha generado.
- ✓ Una sonda de baja impedancia es un dispositivo barato y sencillo de construir, cuyas cualidades se analizarán en próximos capítulos.

Capítulo 4

Experimento 1. Resonancia

A lo largo del trabajo ha sido el efecto fundamental que ha dominado los comportamientos calificados como extraños del circuito. Puede aparecer por diferentes motivos, de forma que fenómenos que podrían ser atribuidos a causas distintas a priori, resultan tener una génesis común: la resonancia.

Es de utilidad conocer los signos que puedan servir como pista de que puede haber resonancia en el dispositivo bajo estudio. Así, si aparecen fenómenos como la sobreoscilación o el rizado, cabría sospechar que hay elementos resonando; bien dentro del circuito o interactuando con el equipo de medida, que es precisamente lo que se quiere evitar.

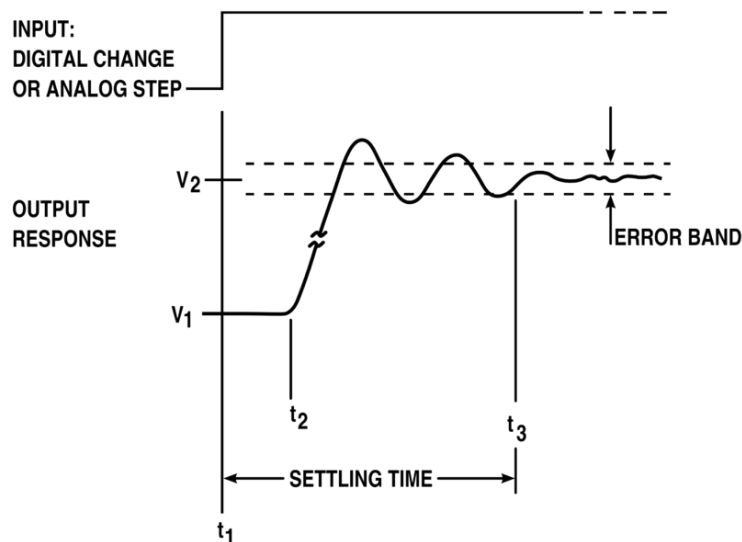


Figura 4.1: Sobreoscilación, rizado y tiempo de establecimiento. [5]

En la Figura 4.1 pueden apreciarse los efectos que se acaban de comentar, siendo de utilidad tenerlos presentes e identificarlos para poder detectar un posible conflicto de resonancia.

Durante el presente capítulo, se harán diferentes montajes para poner de manifiesto las condiciones bajo las cuales puede aparecer resonancia. En primer lugar se tratará de ver la

señal que produce el generador con la menor distorsión posible. Posteriormente, se probarán la sonda pasiva de alta impedancia, comúnmente usada, así como la sonda pasiva de baja impedancia que se describió en el anterior capítulo dedicado a sondas de medida.

4.1. Señal cuadrada, $f=5$ MHz

Cable coaxial

Conectando un cable coaxial desde la salida del generador hasta el osciloscopio se pretende ver la señal con la menor distorsión posible. El montaje se representa en la Figura 4.2.

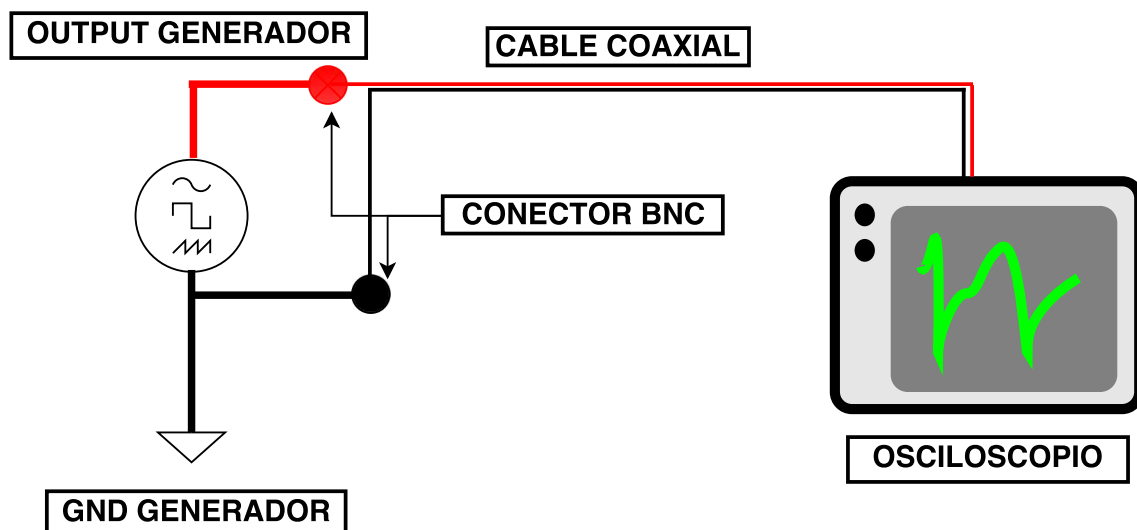


Figura 4.2: Montaje: conexión directa entre osciloscopio y generador.

El resultado es un pulso prácticamente cuadrado (Figura 4.3), en el que se puede apreciar que hay tiempos de subida y establecimiento de algunos ns como cabría esperar de una señal real, a diferencia de un pulso ideal. También es posible observar un poco de sobreamortiguamiento y rizado en la onda, que podría ser atribuido a posibles resonancias internas del circuito debidas, por ejemplo, al rutado de los cables.

4.1. SEÑAL CUADRADA, $F=5$ MHz

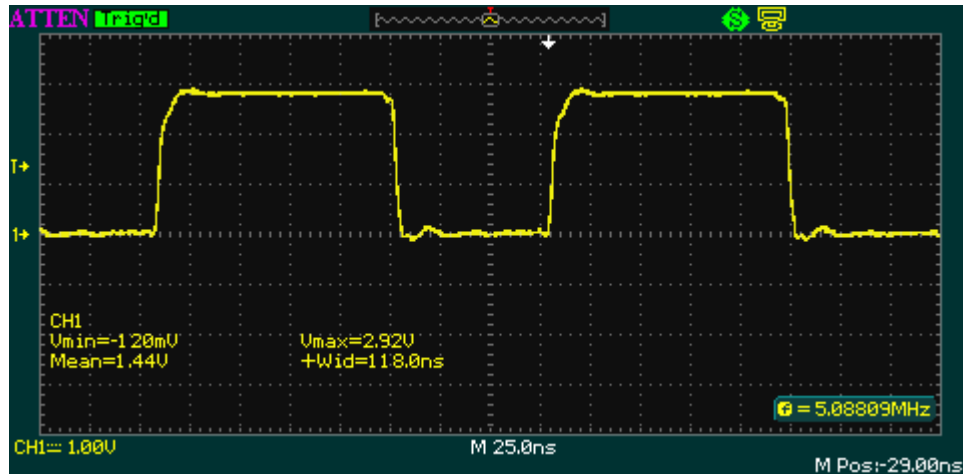


Figura 4.3: Pulso cuadrado de 5 MHz. Conexión directa al osciloscopio.

Sonda 10X de alta impedancia

Con el objetivo de comparar la sonda con el cable coaxial, se repite la medición anterior con una sonda de alta impedancia y ratio de atenuación 10:1. Para evitar efectos relacionados con el camino de tierra, la conexión se hace sin el capuchón de la sonda; así, el conductor central de la toma coaxial del generador está en contacto con el de la sonda. Inclinando esta levemente, las tierras de ambos conectores entran en contacto, como se muestra en la Figura 4.4.

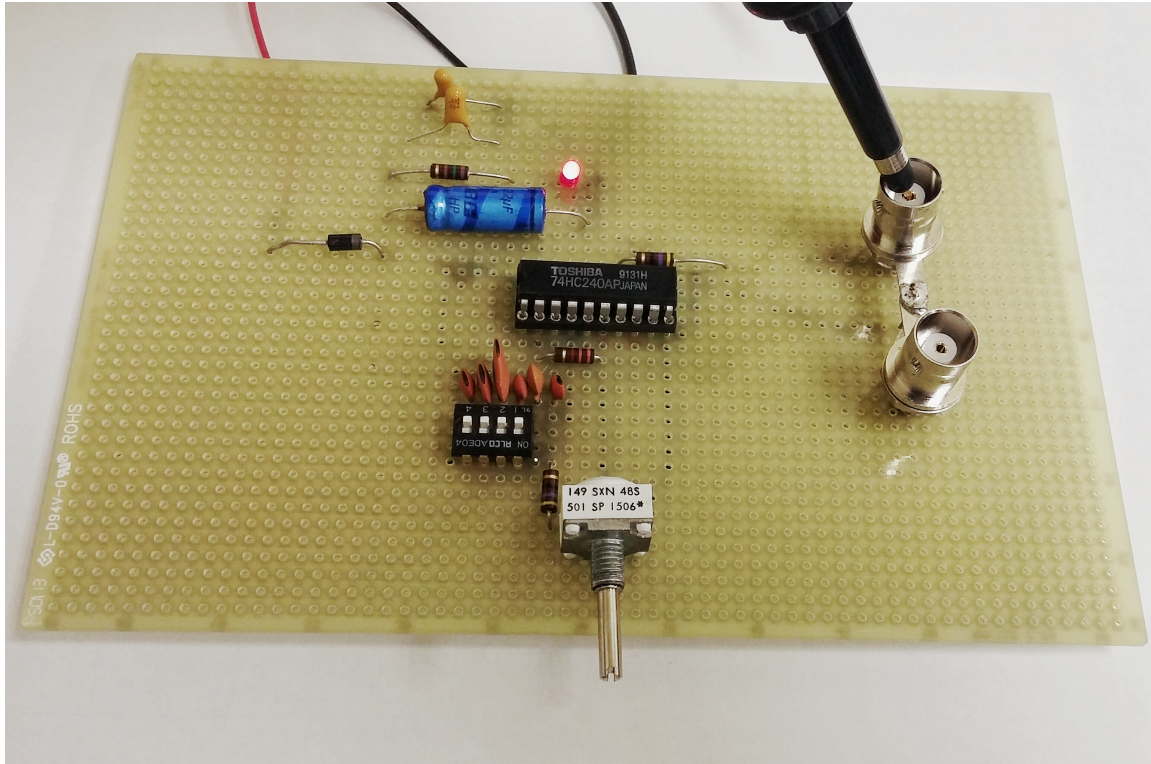


Figura 4.4: Sonda inclinada sin capuchón para evitar efectos relacionados con el camino de tierra.

Siguiendo estos pasos, se consigue el esquema eléctrico de la Figura 4.5 y los resultados de la Figura 4.6.

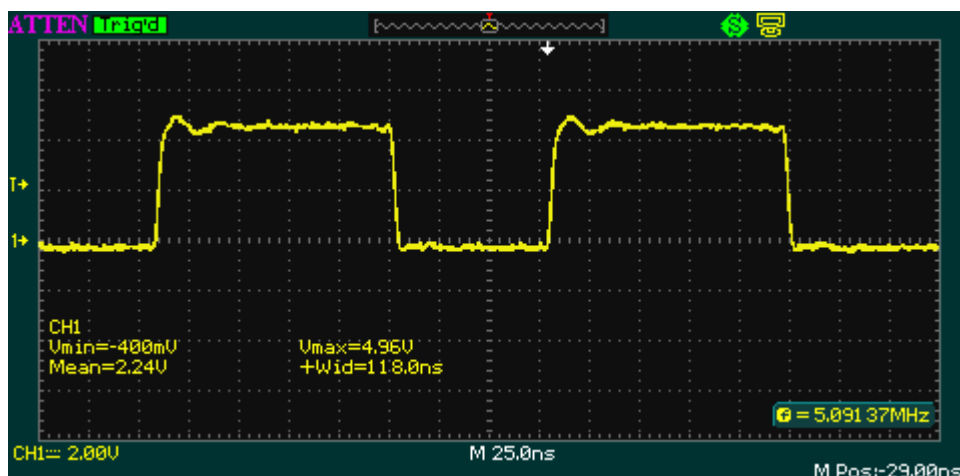


Figura 4.6: Pulso cuadrado de 5 MHz. Conexión mediante sonda de alta impedancia 10X sin capuchón.

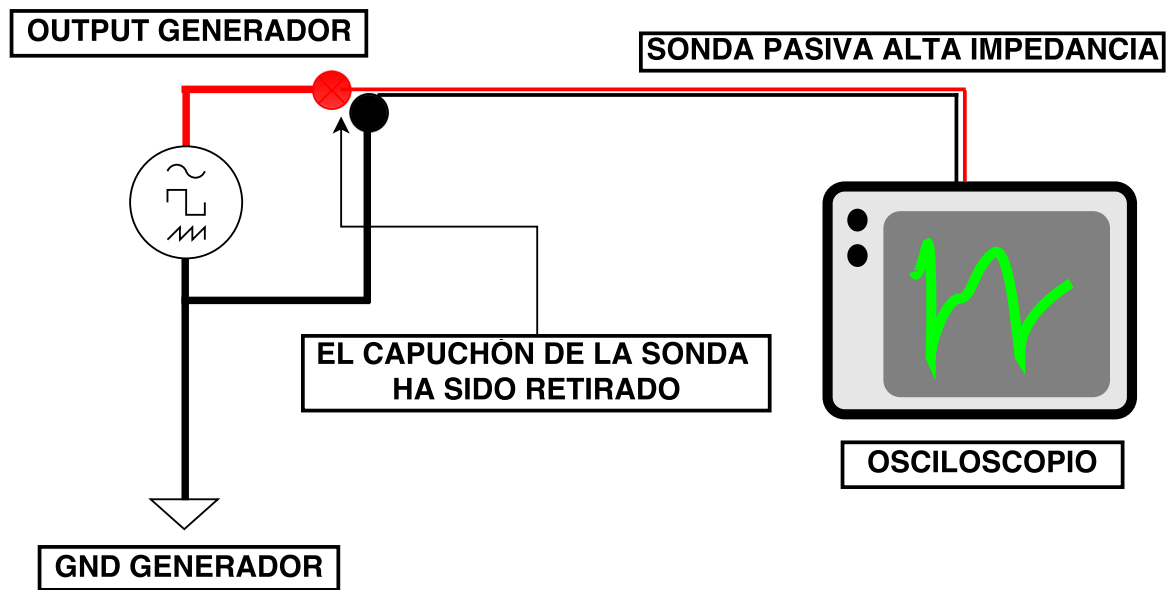


Figura 4.5: Montaje: sonda pasiva de alta impedancia sin capuchón, para suprimir la longitud del camino de tierra.

4.1.1. Efectos del camino de tierra

Para poner de manifiesto la importancia del retorno de la corriente por el camino de tierra de la sonda, se añade un trozo de cable de unos 30 cm al conector original, como puede verse en el esquema de la Figura 4.7.

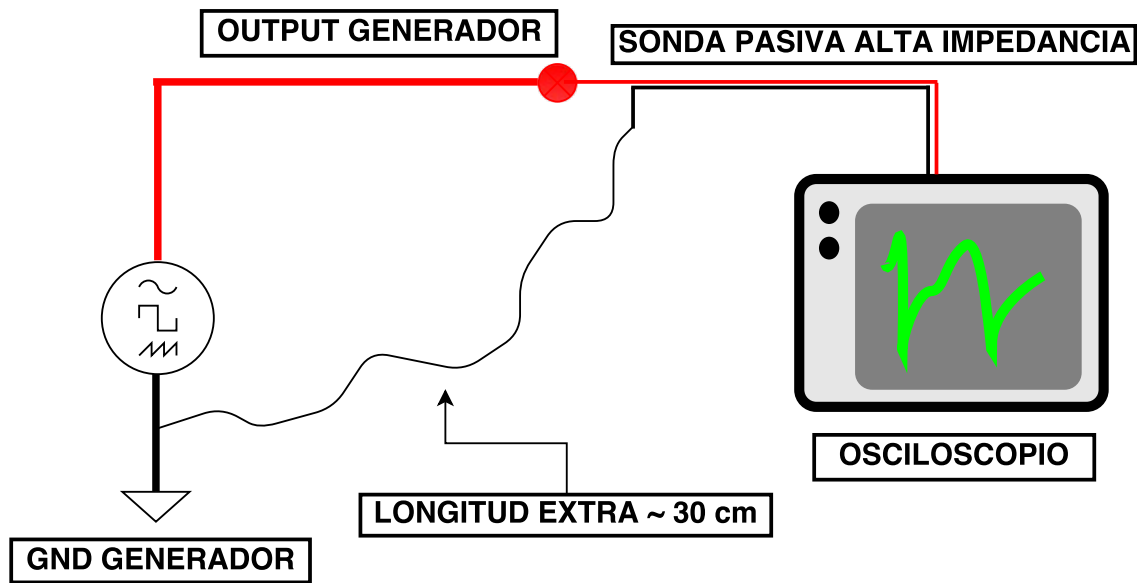


Figura 4.7: Montaje: longitud del camino de tierra aumentado unos 30 cm.

La onda generada es la misma que en el punto anterior, sin embargo y como puede verse en la Figura 4.8, aunque la forma del pulso se mantiene, el voltaje máximo no. De hecho, representa un incremento de un 30 % respecto del caso anterior.

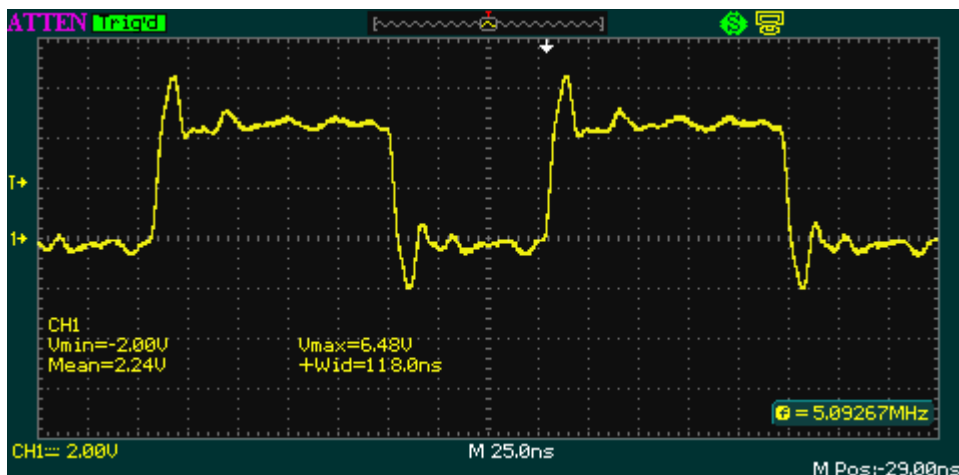


Figura 4.8: Efecto sobre el pulso al extender 28 cm el camino de tierra, $f=5$ MHz.

Aunque el pulso conserva su estructura, se está midiendo un voltaje que es 1.3 veces superior al real. Esto podría suponer costes añadidos en el hipotético diseño de un equipo electrónico para un problema que, realmente, *no existe!*. La causa de este tipo de comportamientos anómalos se aborda a continuación.

4.2. Buscando resonancias

La resonancia es un efecto que se produce en circuitos eléctricos en los que hay presentes elementos como bobinas y condensadores. Cuando el circuito es recorrido por una corriente alterna, en función de cómo estén dispuestos los elementos reactivos (bobinas y condensadores), puede suceder que la impedancia se anule o se haga infinita debido al adelanto, o retraso, que provocan estos elementos sobre las ondas que los recorren.

Existen, fundamentalmente, dos tipos de circuitos resonantes:

- **Tanque Resonante LC Serie:** la impedancia es mínima a la frecuencia de resonancia.

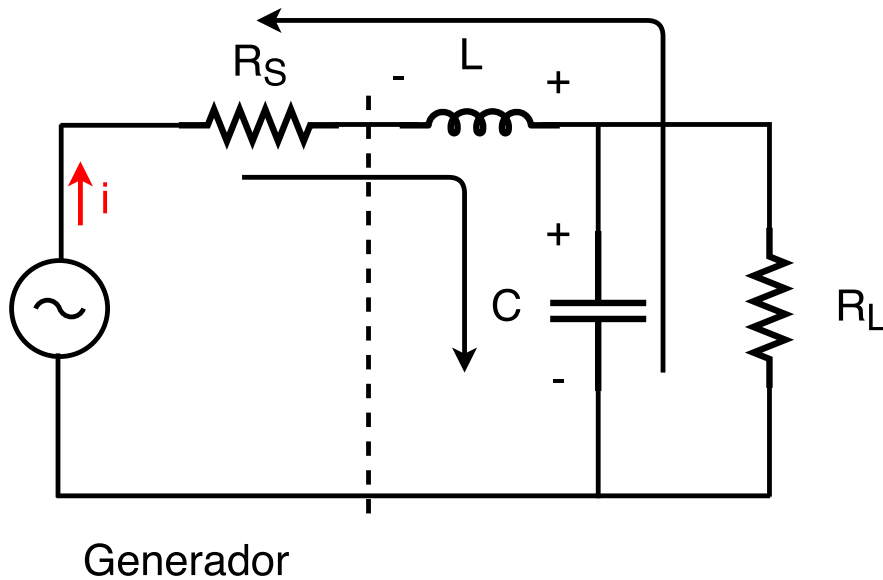


Figura 4.9: Tanque resonante LC serie

La impedancia de la asociación en serie LC de la Figura 4.9 está dada por:

$$Z = j \cdot L \cdot \omega - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C} = j \cdot \left(L \cdot \omega - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) = j \cdot X_s \quad (4.1)$$

Donde se ha tomado:

$$X_s = L \cdot \omega - \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (4.2)$$

La frecuencia de resonancia es precisamente aquella que hace que X_s sea 0:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad (4.3)$$

Luego

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (4.4)$$

La impedancia de la serie LC a la frecuencia de resonancia, Z_0 sería:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.5)$$

La Figura 4.10 muestra la intensidad y la impedancia circulando por el tanque, en base a la expresión 4.1.

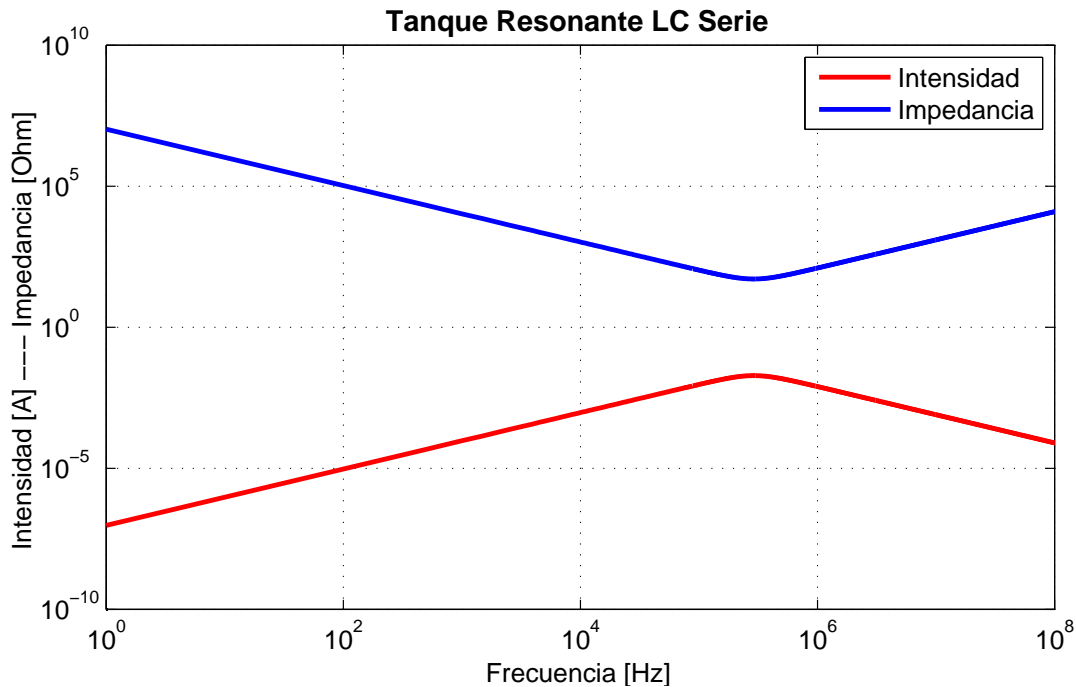


Figura 4.10: Evolución de la impedancia y la intensidad en un tanque resonante LC serie. Ejes X e Y en escala logarítmica.

Lo que es realmente importante en el contexto de los experimentos que se están haciendo, es en qué medida afectan las posibles resonancias de los elementos reactivos a las cargas que tienen conectados. En este caso, tomando como referencia la Figura 4.9, R_L se vería afectada por la resonancia de la bobina y el condensador si es grande, comparada con la impedancia de L y C (Z_0), ya que la mayoría de la intensidad circularía por la bobina y el condensador (domina la impedancia de LC sobre la resistencia). Además, el hecho de que R_S sea mucho más pequeña que Z_0 hace que las pérdidas en R_S no atenúen la resonancia.

En ingeniería es habitual definir el factor adimensional Q, que indica cómo de subamortiguado es un sistema resonador u oscilador. A mayor Q menor amortiguamiento y, en consecuencia, más oscilación; en otras palabras: fuerte resonancia.

CONDICIONES DE FUERTE RESONANCIA: LC SERIE

$$R_S \ll Z_0 \rightarrow \text{High } Q$$

$$R_L \gg Z_0 \rightarrow \text{High } Q$$

■ Tanque Resonante LC Paralelo

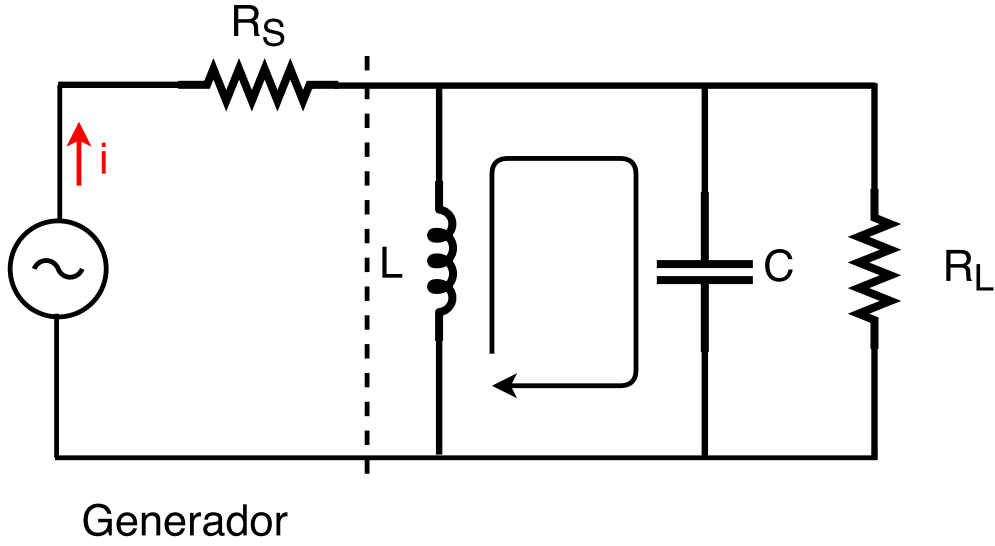


Figura 4.11: Tanque resonante LC Paralelo

La impedancia de la asociación en paralelo LC de la Figura 4.9 está dada por:

$$Z = \frac{j \cdot L \cdot \omega \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{j \cdot L \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} = \frac{j \cdot L \cdot \omega}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C} = j \cdot X_p \quad (4.6)$$

Donde se ha tomado:

$$X_p = \frac{j \cdot L \cdot \omega}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C} \quad (4.7)$$

La frecuencia de resonancia es precisamente aquella que hace que X_p sea 0:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad (4.8)$$

Luego

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (4.9)$$

La impedancia del paralelo LC (Z_0) a la frecuencia de resonancia, se haría infinita. El comportamiento sería entonces opuesto al caso del tanque resonante serie: la intensidad es mínima para la frecuencia de resonancia.

Analizando de nuevo cómo afecta la resonancia a una resistencia R_L conectada al circuito se deduce lo siguiente. En este caso, tomando como referencia la Figura 4.11, R_L se vería afectada por la resonancia de la bobina y el condensador si es grande, comparada con la impedancia de L y C (Z_0), ya que la mayoría de la intensidad circularía por la bobina y el condensador (domina la impedancia de LC sobre la resistencia). Además, el hecho de que R_S sea mucho más grande que Z_0 hace que casi toda la tensión caiga en el paralelo RLC, acentuando el efecto sobre la carga R_L .

CONDICIONES DE FUERTE RESONANCIA: LC PARALELO

$$R_S \gg Z_0 \rightarrow \text{High Q}$$

$$R_L \gg Z_0 \rightarrow \text{High Q}$$

Manteniendo el camino de tierra con la longitud adicional, se varía la frecuencia del generador para buscar comportamientos extraños, similares a los de la Figura 4.8. Para ello, se dispone un montaje experimental como el representado en la Figura 4.12.

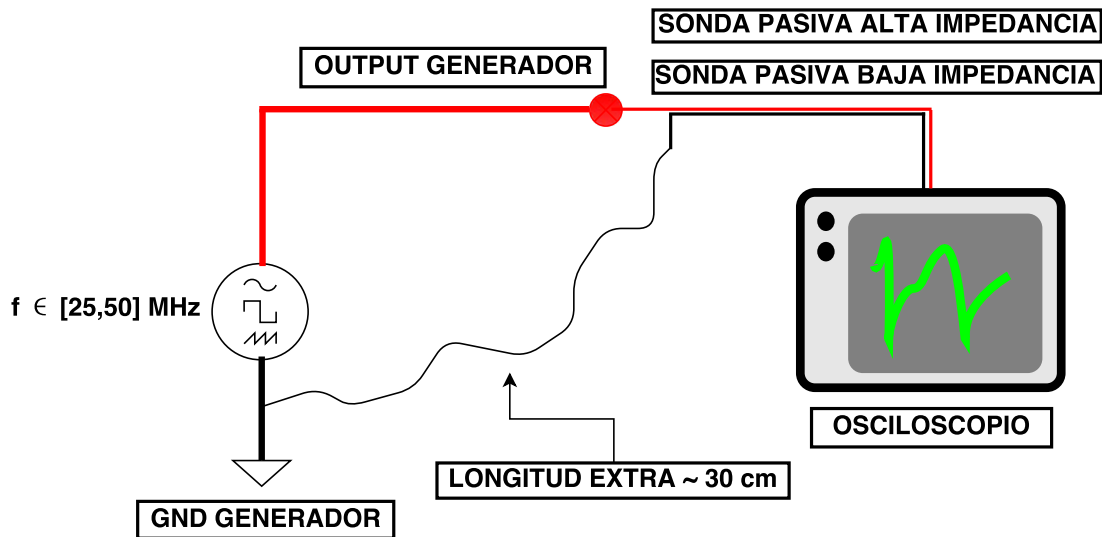


Figura 4.12: Montaje: camino de tierra extendido y barrido en frecuencia. Válido para sonda pasiva de alta impedancia y sonda pasiva de baja impedancia.

Los efectos de la resonancia pueden ser realmente significativos sobre la forma y la amplitud del pulso bajo análisis, es por eso que se hace un barrido en frecuencia en el intervalo de 25 a 50 MHz. En un determinado punto se detectan fácilmente las anomalías, como se muestra en la Figura 4.13.

4.2.1. Sonda de alta impedancia 10X

Para una sonda pasiva de alta impedancia con atenuación 10:1, en el entorno de los 37 MHz la forma del pulso es totalmente irreconocible y el voltaje máximo se dispara de 5 a 11 V, ya que la resonancia conlleva un descenso brusco de la impedancia de entrada.

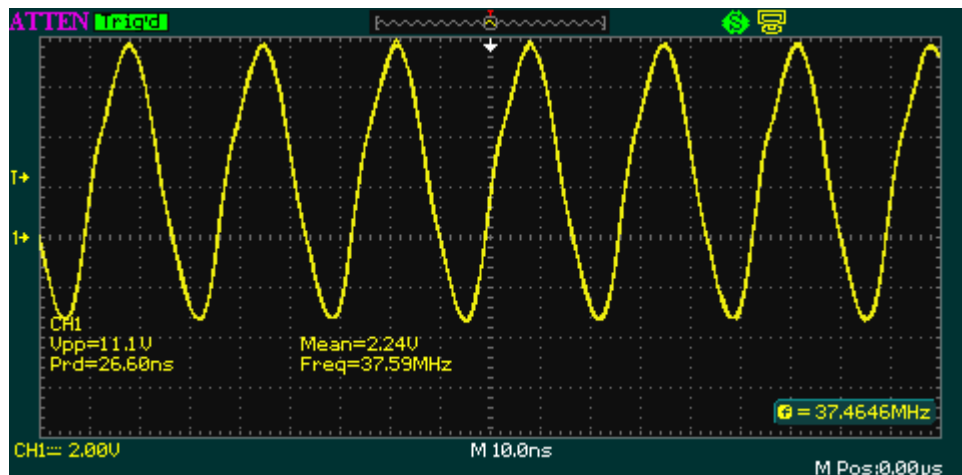


Figura 4.13: Resonancia de la sonda en el entorno de los 37 MHz con camino de tierra extendido.

Tal y como se detalla en la Figura 4.14, lo que está sucediendo está estrechamente relacionado con la resonancia: el camino de tierra es un conductor, cuyo comportamiento a una frecuencia lo suficientemente elevada es inductivo e interacciona con los condensadores presentes en la sonda y el osciloscopio detallados en las Figuras 3.2 y 3.5. El cable de tierra de longitud innecesariamente larga introduce una autoinducción alta. Esto provoca que la frecuencia de resonancia baje a 37 MHz.

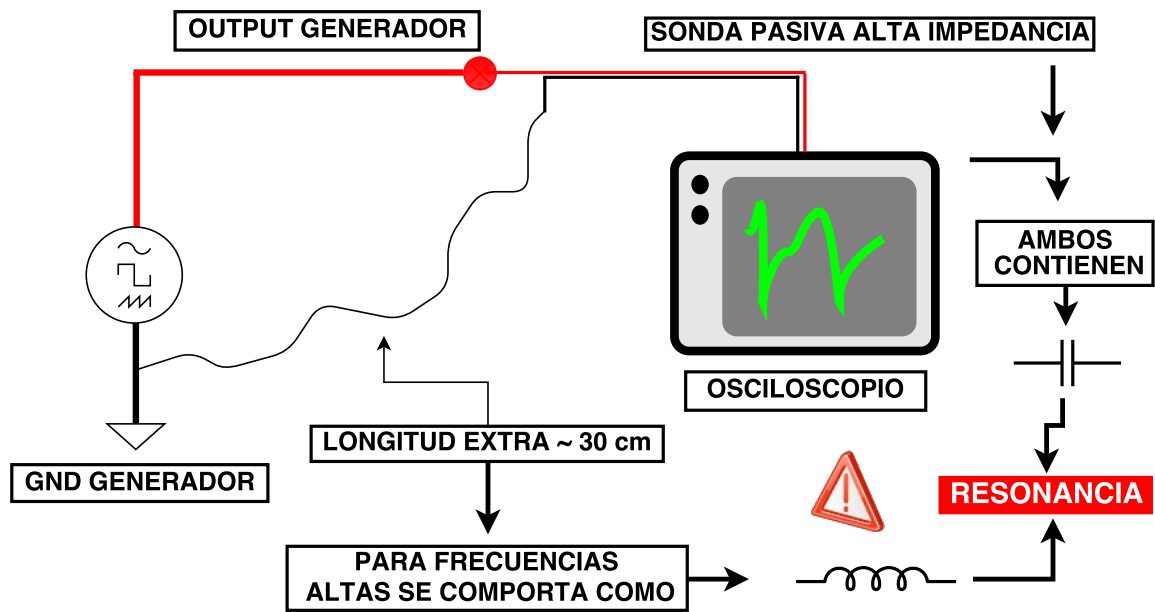


Figura 4.14: Montaje del experimento con camino de tierra extendido.

Adición de impedancias puramente resistivas, $f=37$ MHz

Para tratar de compensar el descenso de la impedancia se puede recurrir a elementos puramente resistivos, como resistencias colocadas en la punta de la sonda. Así, aunque el pulso sigue asemejándose más a una función sinusoidal, la amplitud de la onda se acerca a la original. Los resultados que se muestran en las Figuras 4.15 y 4.16 son el producto de colocar, en el terminal de medida de una sonda de alta impedancia 10X, resistencias de 100Ω y 330Ω , respectivamente.

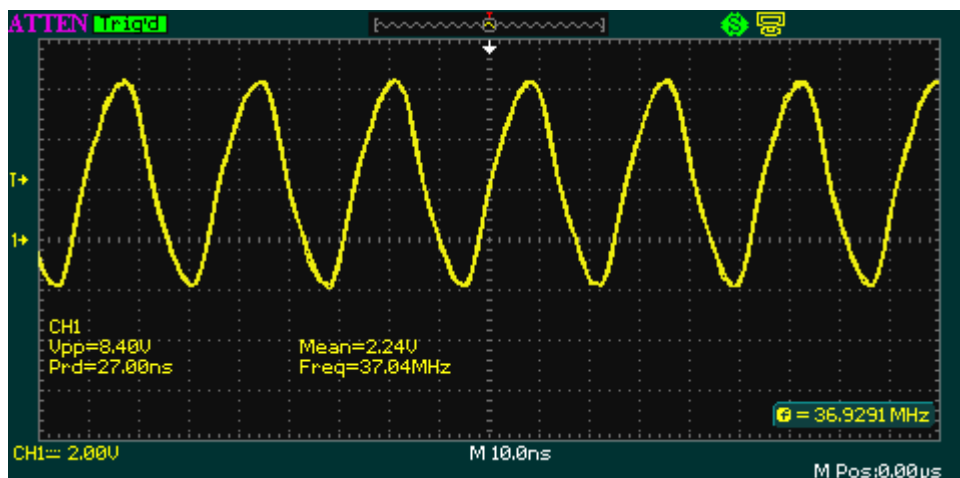


Figura 4.15: Resonancia de la sonda en el entorno de los 37 MHz con camino de tierra extendido. $R=100\Omega$.

4.2. BUSCANDO RESONANCIAS

Para la resistencia de 330Ω el valor de voltaje máximo ya coincide, prácticamente, con el original.

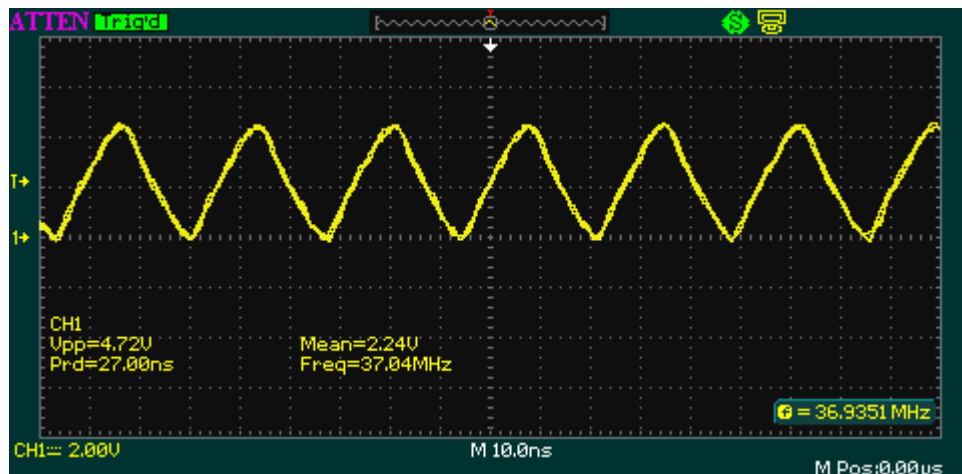


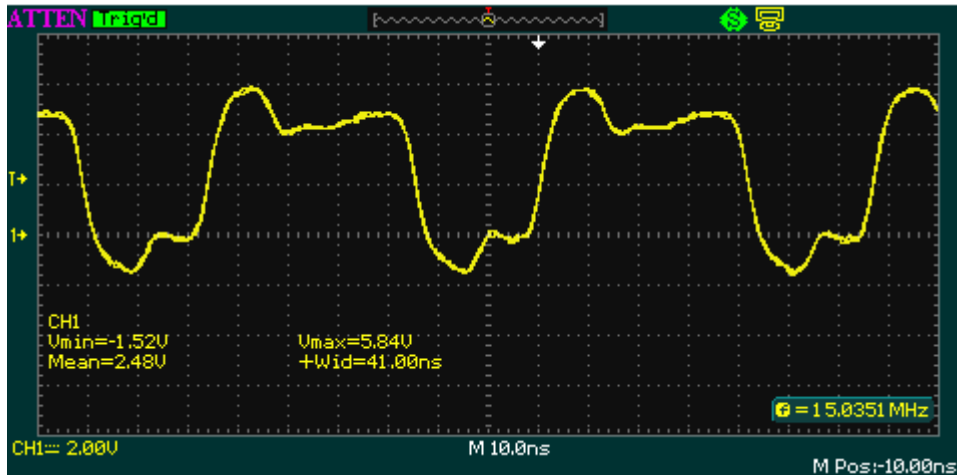
Figura 4.16: Resonancia de la sonda en el entorno de los 37 MHz con camino de tierra extendido. $R=330\Omega$.

Adición de impedancias puramente resistivas, $f=15$ MHz

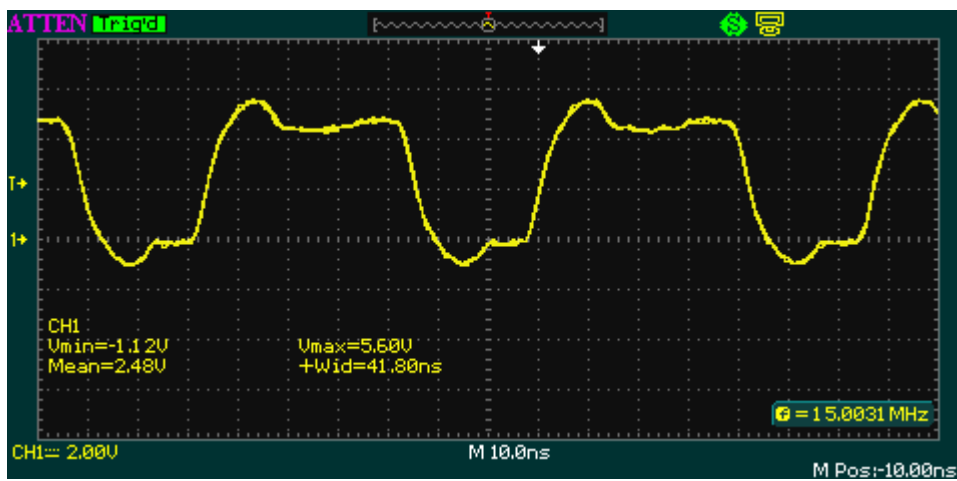
Los fenómenos de sobredisparo y oscilación aparecen también para otros valores de frecuencia. Para demostrar que este efecto está asociado a una interacción de la sonda con el circuito de medida (resonancia) vamos a mostrar los resultados de añadir una impedancia resistiva a 15 MHz. En la Tabla 4.1 se comprueba que los resultados son bastante buenos, consiguiendo que además de medir con exactitud los voltajes originales, se obtengan formas de onda prácticamente idénticas a las generadas.

Forma de onda resultante

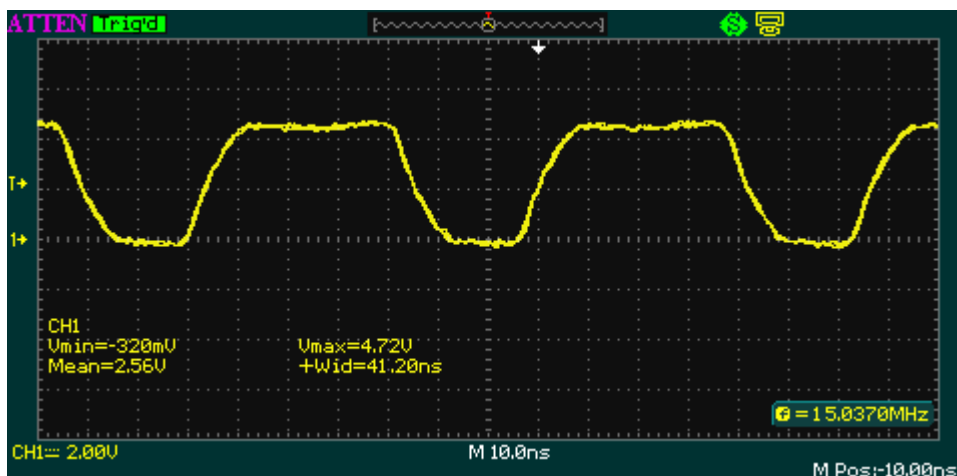
Valor de R



$$R = 0 \, \Omega$$



$$R = 100 \, \Omega$$



$$R = 330 \, \Omega$$

Tabla 4.1: Tabla comparativa. Efecto de la adición de impedancias resistivas.

A 15 MHz, prácticamente la totalidad de la sobreoscilación causada por la longitud extra del camino de tierra, es corregida por la resistencia añadida.

La cuestión que se trata de responder a continuación es: ¿por qué la adición de R mejora el comportamiento global?.

En la Figura 4.17, se muestra el montaje y las consecuencias de añadir una resistencia a la punta de la sonda. En efecto, el factor de calidad Q disminuye y, en consecuencia, la resonancia. Recordando los factores que influían en el factor de calidad, se tiene que:

$$R_S \ll Z_0 \longrightarrow \text{High } Q$$

Dado que la R que se añade queda en serie con la R_S del generador, la resistencia total aumenta y el efecto es el de disminuir la Q .

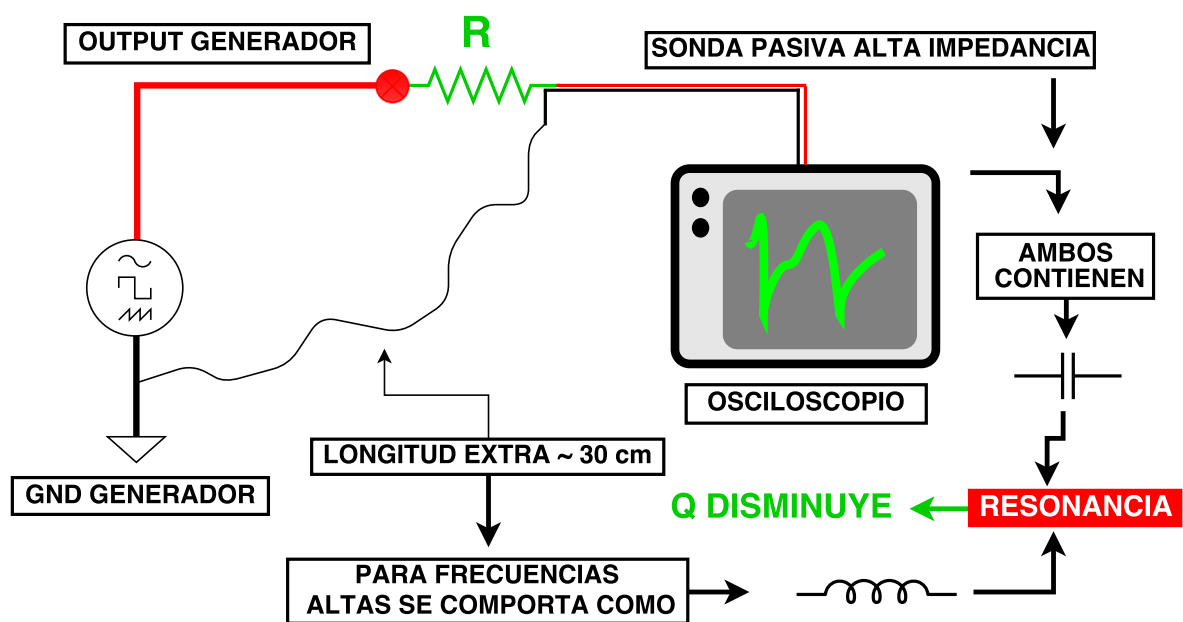


Figura 4.17: Montaje y efecto de la adición de una impedancia resistiva.

4.3. Sonda de baja impedancia 10X

Llegados a este punto se decide construir una sonda pasiva de baja impedancia, como la descrita en el Capítulo 3 (3.2.2). Tal y como se explicó, se puede conseguir un divisor 10:1 sin más que soldar a un extremo del cable coaxial una resistencia de 450Ω .



Figura 4.18: Sonda de baja impedancia construida

En los siguientes puntos se repetirán las mediciones con la sonda de baja impedancia de la Figura 4.18 para así poder comparar los resultados con los obtenidos hasta el momento. Aunque haya sido denominada como sonda de baja impedancia, se comprobará que para las frecuencias de interés, la impedancia será mayor que la de la sonda de alta impedancia.

4.3.1. Señal cuadrada, $f=5$ MHz

Simplemente conectando la sonda pasiva de baja impedancia de la Figura 4.18 a la salida del generador se obtienen los resultados de la Figura 4.19.

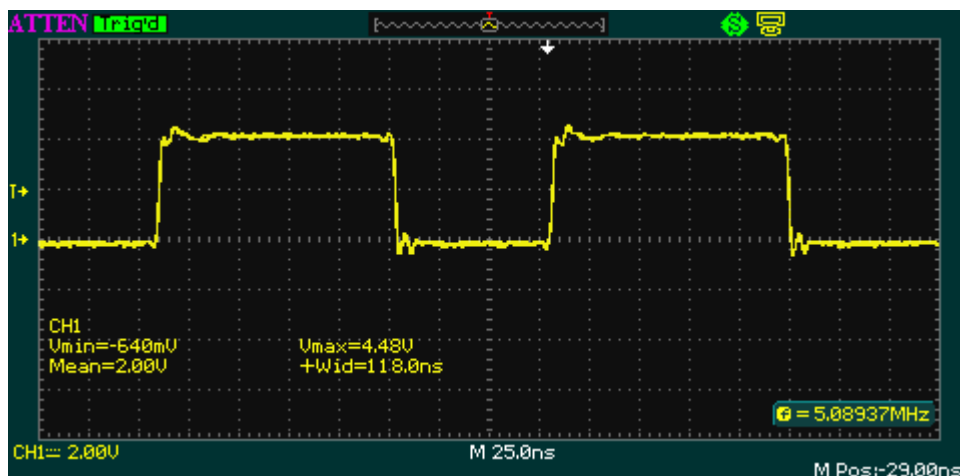


Figura 4.19: Pulso cuadrado de 5 MHz generado. Conexión mediante sonda de baja impedancia 10X.

Efectos del camino de tierra

En la Figura 4.8 se apreciaba una notable influencia del camino de tierra sobre las características del pulso medido. Como hemos visto, este fenómeno estaba asociado a la aparición de resonancias entre el cable de tierra y la capacidad que introduce la sonda de alta impedancia. A continuación se muestran los resultados de repetir esa misma medida con una sonda de baja impedancia y un cable de tierra de la misma longitud.

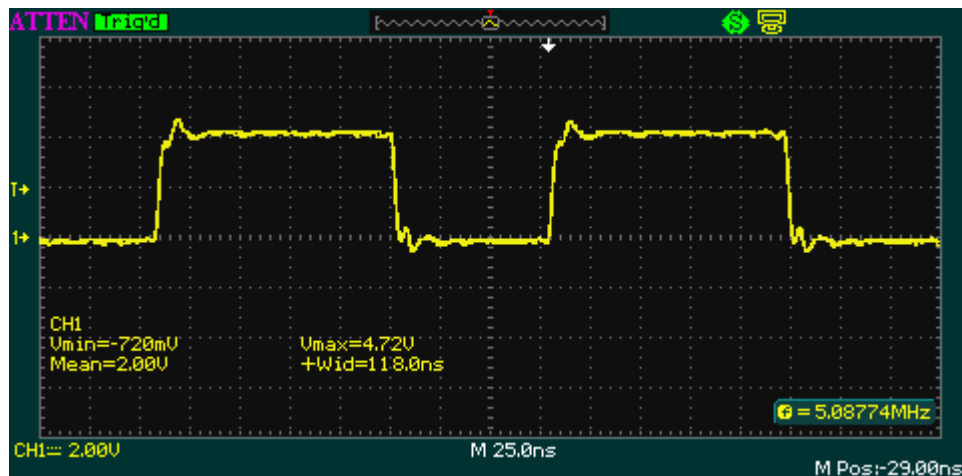


Figura 4.20: Efecto sobre el pulso al extender 28 cm el camino de tierra, $f=5$ MHz.

El montaje que se ha hecho es el de la Figura 4.12 y a simple vista se puede ver que la adición de una longitud de cable en el camino de tierra, tiene un efecto nulo sobre la sonda pasiva de baja impedancia.

Aunque, en vista de los resultados la solución obvia es utilizar un conector de tierra tan corto como sea posible, en muchas situaciones prácticas puede ocurrir que el nodo donde se desea medir y el de referencia accesible están lejos, por lo que hay que usar un cable de tierra largo.

Recordando el mismo montaje para la sonda de alta impedancia, el voltaje máximo llegaba a los 6.48 V por las sobreoscilaciones, mientras que en este caso se queda en 4.72 V (un 5 % por encima del caso sin el camino de tierra extendido).

Como la impedancia de la sonda construida es prácticamente resistiva, no se producen resonancias. Sólo cuando la reactancia provocada por el camino de tierra crece lo suficiente para ser comparable a la impedancia de entrada de la sonda, la longitud del camino de tierra empieza a ser significativa. Esta frecuencia está en el entorno de los 600 MHz para el montaje que se acaba de ensayar.

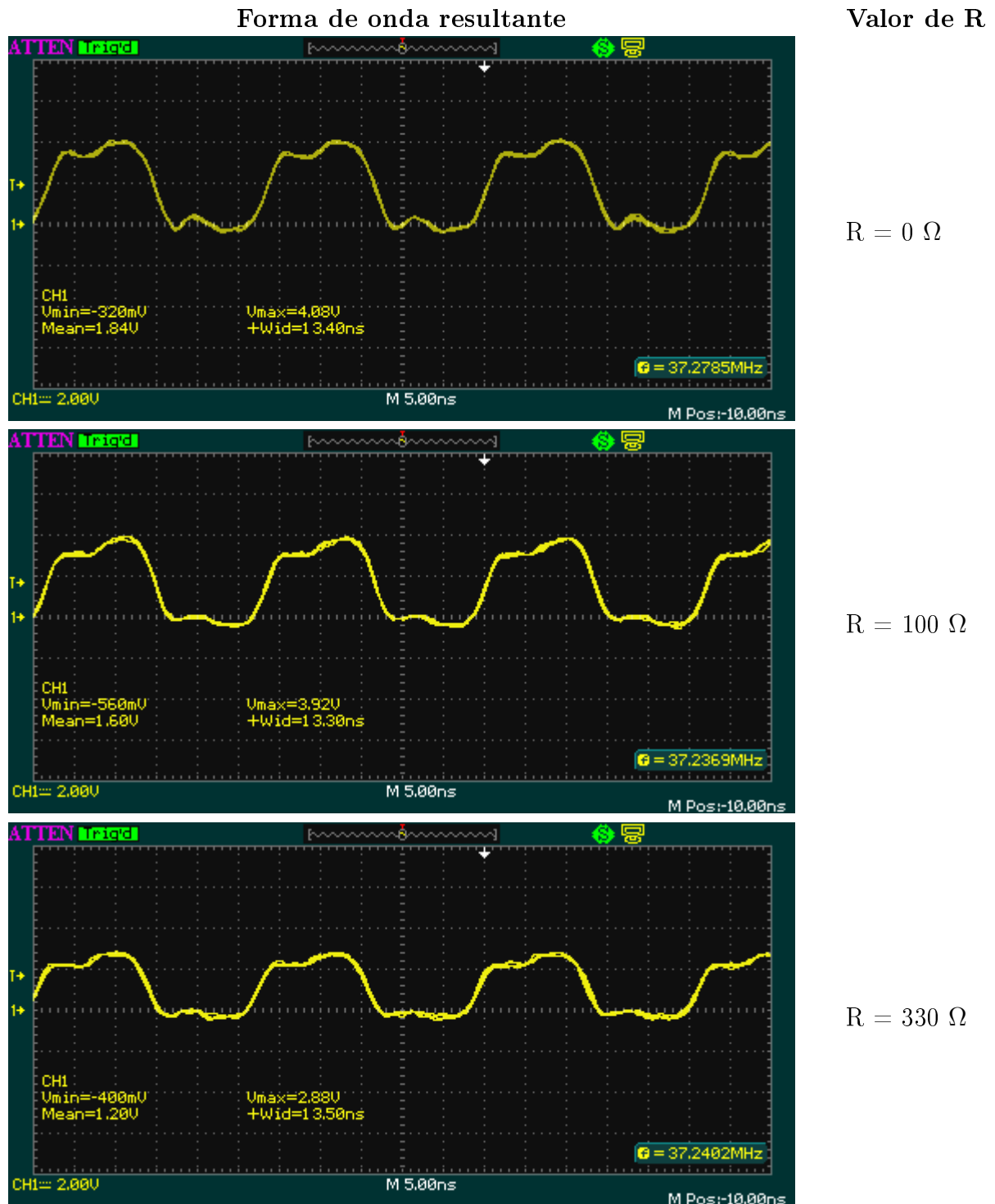
4.3.2. Respuesta de la sonda pasiva de baja impedancia, $f=37$ MHz

Tabla 4.2: Tabla comparativa. Efecto de la adición de impedancias resistivas para sonda de baja impedancia, $f=37$ MHz.

4.3. Sonda de baja impedancia 10X

4.3.3. Respuesta de la sonda pasiva de baja impedancia, f=15 MHz

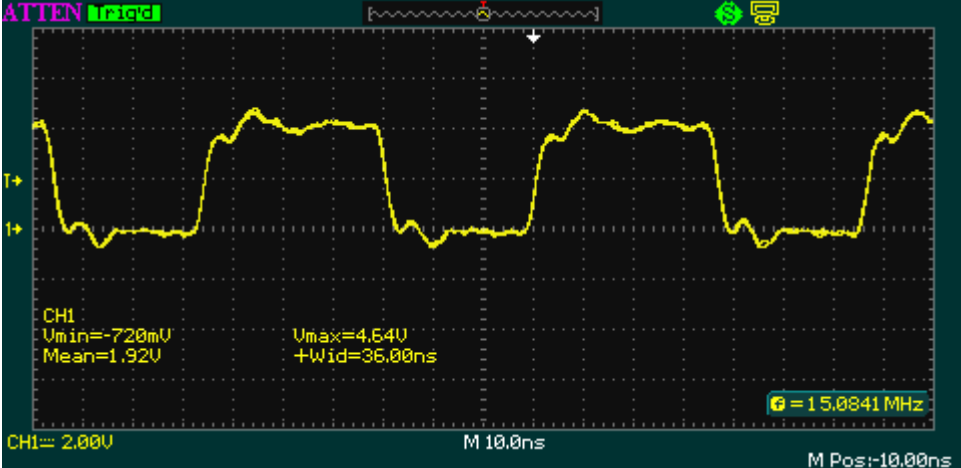
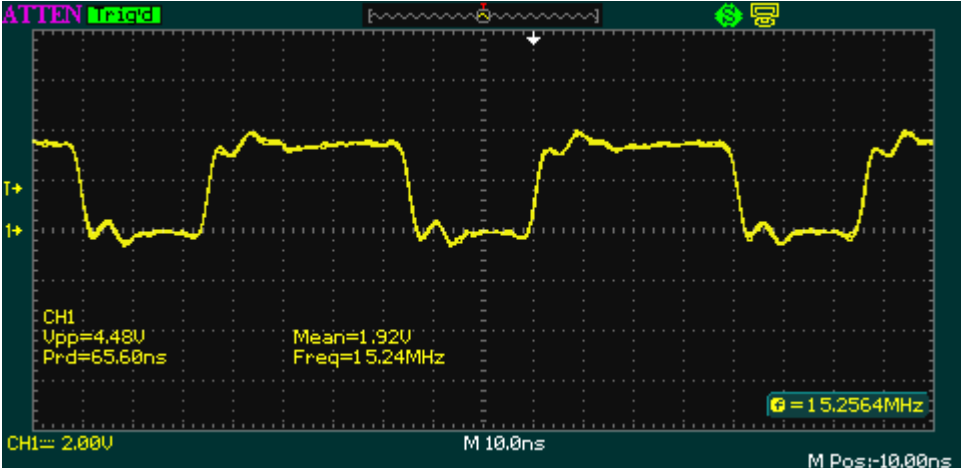
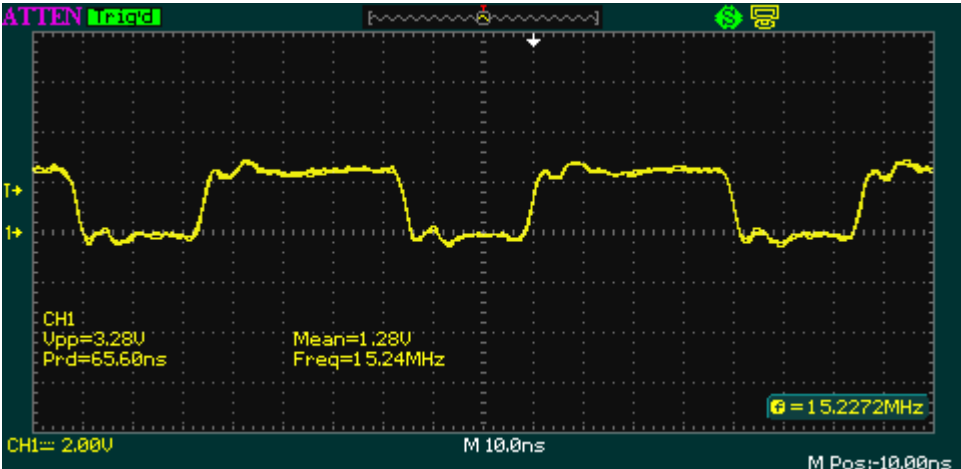
Forma de onda resultante	Valor de R
 <p>CH1 Umin=-720mV Mean=1.92V Umax=4.64V +Wid=36.00ns G = 15.0841MHz CH1: 2.00V M 10.0ns M Pos:-10.00ns</p>	$R = 0 \, \Omega$
 <p>CH1 Upp=4.48V Prd=65.60ns Mean=1.92V Freq=15.24MHz G = 15.2564MHz CH1: 2.00V M 10.0ns M Pos:-10.00ns</p>	$R = 100 \, \Omega$
 <p>CH1 Upp=3.28V Prd=65.60ns Mean=1.28V Freq=15.24MHz G = 15.2272MHz CH1: 2.00V M 10.0ns M Pos:-10.00ns</p>	$R = 330 \, \Omega$

Tabla 4.3: Tabla comparativa. Efecto de la adición de impedancias resistivas para sonda de baja impedancia. f=15 MHz.

Tal y como cabía esperar, la adición de impedancias puramente resistivas tiene un efecto nulo en la corrección de sobreoscilaciones y rizados. Esto es debido a que la naturaleza de la sonda ya es puramente resistiva; así, añadiendo más resistencias, lo único que conseguimos es cambiar el ratio de atenuación 10:1 original:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{in}}{R_{in} + Z_0} \quad (4.10)$$

$$R_{in} = (450 + 100) \, \Omega \longrightarrow \text{Atenuación } 12:1$$

$$R_{in} = (450 + 330) \, \Omega \longrightarrow \text{Atenuación } 16.6:1$$

4.4. Puntos clave

- ✓ La resonancia eléctrica aparece en circuitos en los que hay elementos reactivos (bobinas y condensadores).
- ✓ El rizado, la sobreoscilación y el tiempo de establecimiento de una señal son parámetros que se ven afectados por la resonancia.
- ✓ La señal producida por el generador no es un pulso ideal. La forma del pulso será menos ideal cuanto mayor sea la frecuencia a la que se genera.
- ✓ Existen dos tipos de circuitos resonantes, unas condiciones bajo las cuales la resonancia es mayor y un factor (Q) que cuantifica cómo de fuerte es la resonancia.
- ✓ La longitud del conector de tierra que tienen las sondas pasivas de alta impedancia resuena con los elementos reactivos de la propia sonda y el osciloscopio.
- ✓ La frecuencia a la cuál aparece la resonancia disminuye cuando aumenta la longitud del camino de tierra.
- ✓ La intensidad de la resonancia viene controlada por las resistencias R_S y R_L .
- ✓ La adición de impedancias puramente resistivas en sondas pasivas de alta impedancia disminuye el factor Q y, por tanto, la resonancia.
- ✓ La sonda pasiva de baja impedancia no se ve tan afectada por la adición de impedancias puramente resistivas porque es de naturaleza resistiva. El único efecto que tienen sobre esta sonda es el de modificar el ratio de atenuación 10:1 original.
- ✓ La sonda pasiva de baja impedancia exhibe una mayor impedancia que la sonda de alta impedancia para frecuencias suficientemente altas.
- ✓ Aunque los resultados indican que la solución obvia es reducir la longitud del camino de tierra, hay situaciones prácticas en la que esto no es posible.

Capítulo 5

Experimento 2. Voltaje inducido por el camino de tierra

Además del problema de la resonancia tratado en el capítulo anterior, existe otra fuente de errores cuando se trata de hacer mediciones en circuitos de alta frecuencia. El origen de esta reside en la diferencia de potencial que puede crearse entre la tierra a la que está conectada el dispositivo bajo estudio y la del propio osciloscopio. Con esta diferencia de potencial, puede suceder que cualquier tipo de ruido proveniente bien del dispositivo, o de una fuente externa al mismo, pueda viajar por el camino de tierra hacia el osciloscopio.

La impedancia que presenta cualquier elemento depende, en general, de la frecuencia de las señales que circulan por él y, en el caso de un hilo conductor, la impedancia depende fuertemente de su longitud. La parte inductiva de la impedancia de un conductor es tanto mayor cuanto más alta sea la frecuencia de las señales que viajan por el mismo.

En un equipo electrónico puede haber multitud de subsistemas puestos a tierra y, bajo las premisas anteriores, todas estas conexiones a tierra pueden estar a diferente potencial, de modo que la posibilidad de que se creen bucles de circulación de corriente entre ellas es muy elevada y se acentúa al incrementarse la frecuencia. [6]

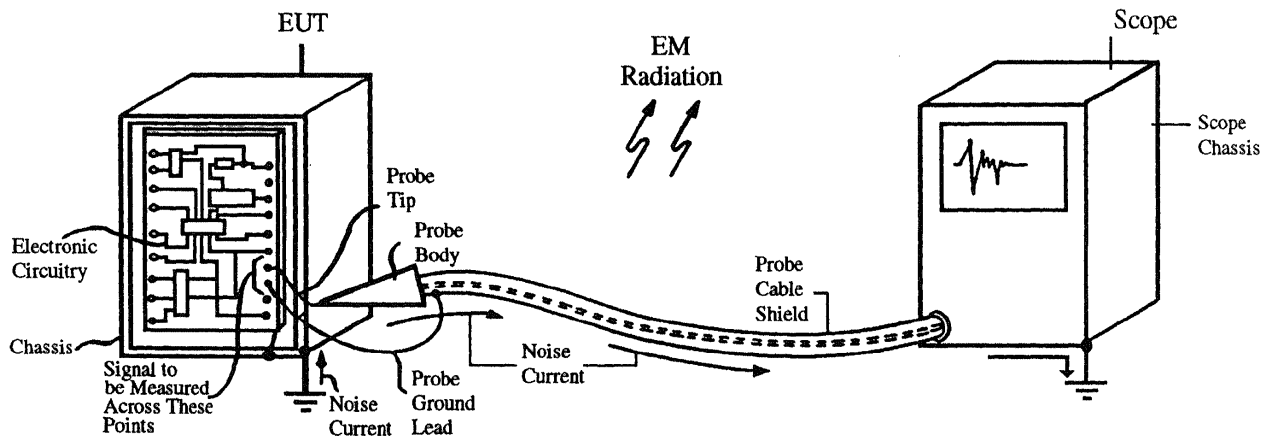


Figura 5.1: EMI viajando por el camino de tierra.[3]

Tal y como se ve en la Figura 5.1, el ruido circula desde la tierra del dispositivo hasta el osciloscopio a través de la malla del cable coaxial de la sonda. Parte de la corriente es conducida y otra parte se radia hacia el exterior.

5.1. Caída de voltaje inductiva

Como se describía en el párrafo anterior, la impedancia de un conductor consta de una parte resistiva y otra inductiva. Una corriente circulando por un cable, generará entonces una caída de voltaje debida a la resistencia y la reactancia del mismo.

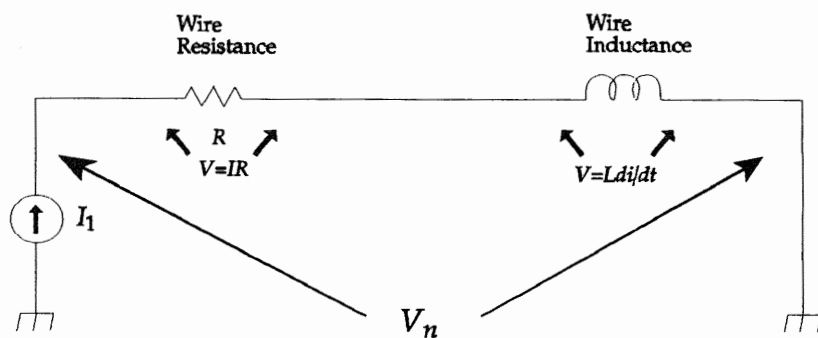


Figura 5.2: Contribución resistiva e inductiva a la impedancia total de un conductor.[3]

5.1. CAÍDA DE VOLTAJE INDUCTIVA

La **reactancia inductiva** es representada por X_L y su valor viene dado por:

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (5.1)$$

Y la caída de tensión en una bobina eléctrica:

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (5.2)$$

Donde:

X_L = Reactancia inductiva en ohm

L = Inductancia en henrios

f = Frecuencia en hertz

ω = Frecuencia angular

Por tanto, la caída de voltaje en un conductor vendrá dada por:

$$V_n = I_1 \cdot R + L \cdot \frac{dI_1}{dt} \quad (5.3)$$

Que puede ser expresada como:

$$V_n = I_1 \cdot R + 2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot L \cdot I_1 \quad (5.4)$$

sin más que introducir $I_1 = I \cdot e^{j\omega t}$ y derivarlo.

Por último, si se quiere obtener la impedancia del conductor, no hay más que dividir 5.4 por I_1 :

$$Z_n = \frac{V_n}{I_1} = R + 2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot L \quad (5.5)$$

Para las frecuencias a las que se hacen los experimentos de este trabajo, la contribución de la reactancia inductiva es superior a la de la resistencia.

Aunque la resistencia de un conductor también aumenta con la frecuencia debido al efecto skin, puede ser considerado un efecto de segundo orden frente al incremento de la reactancia inductiva, tal y como se puede ver en la Figura 5.3. Para la obtención de la gráfica se ha tomado una contribución del efecto skin a la resistencia total que aumenta proporcionalmente a \sqrt{f} . [7]. Nótese en la Figura 5.3 que a partir de 1 KHz la impedancia claramente dominante es la inductiva.

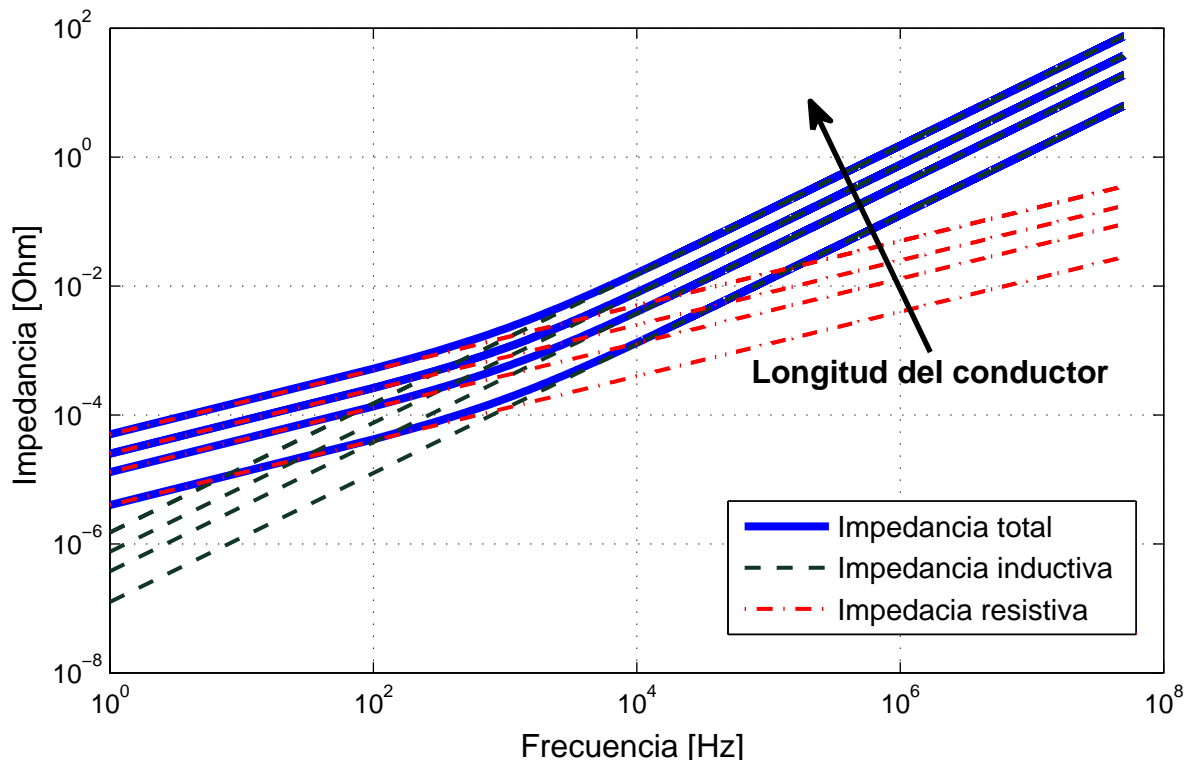


Figura 5.3: Contribución, a la impedancia de un conductor, de la parte inductiva y resistiva hasta 50 MHz. Longitudes desde 2.5 hasta 30 cm. Ejes X e Y en escala logarítmica.

Este análisis demuestra que una corriente de alta frecuencia circulando por un hilo conductor puede producir una diferencia de potencial significativa entre sus extremos, la cual será tanto mayor cuanto mayor sea la frecuencia de la señal. Este es el mecanismo principal que explica que dos "puntos de tierra" no puedan considerarse a un mismo potencial a altas frecuencias, a pesar de hallarse interconectados con un cable conductor.

5.2. Acoplo magnético

En los apartados anteriores hemos visto que las corrientes de alta frecuencia, en su camino de retorno a tierra, tienden a circular por los cables de masa provocando diferencias de potencial entre puntos que teóricamente son de "tierra". En este apartado mostraremos el mecanismo por el cual una corriente de alta frecuencia circulando por el conductor de masa, como por ejemplo la la malla de un cable coaxial, induce una señal de ruido en el hilo central del cable coaxial o, en general, en los conductores "activos" que transportan las señales operativas.

Cuando se tiene una cierta intensidad circulando por un conductor que está próximo a otro, el primero induce sobre el segundo un voltaje (V_n) a causa de la inductancia mutua entre

5.2. ACOPLLO MAGNÉTICO

ambos (M). El voltaje inducido viene determinado por la tasa de cambio de la intensidad que circula a través del primer conductor ($\frac{dI_1}{dt}$), junto con la inductancia mutua entre ambos, como se detalla en la expresión 5.6

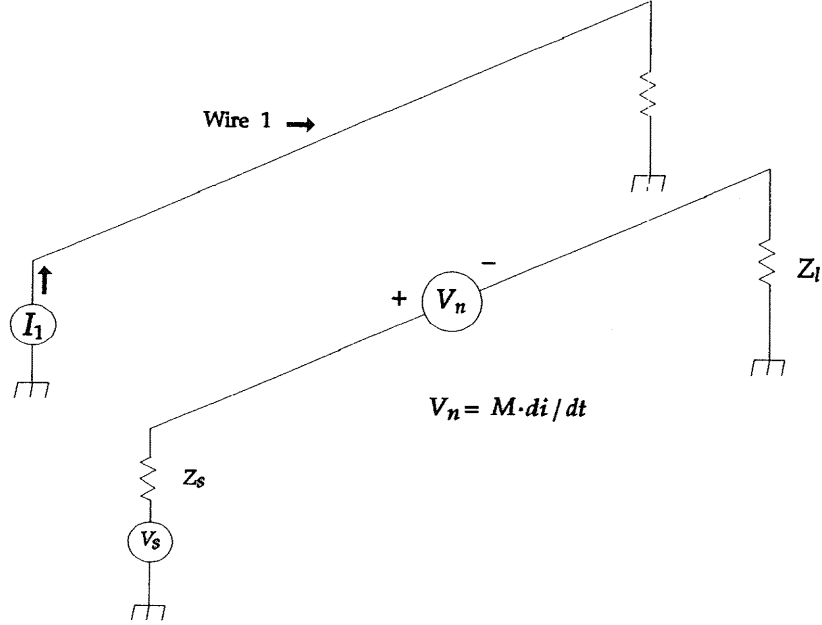


Figura 5.4: Inductancia mutua entre dos conductores.[3]

$$V_n = M \cdot \frac{dI_1}{dt} \quad (5.6)$$

La caída de potencial V_l que se genera en la impedancia del conductor secundario (Z_l), a causa de la intensidad I_1 que recorre el conductor que induce el voltaje, viene dada por:

$$V_l = V_n \cdot \frac{Z_l}{Z_l + Z_s} \quad (5.7)$$

Que combinada con 5.6 resulta en 5.8:

$$V_l = M \cdot \frac{dI_1}{dt} \cdot \frac{Z_l}{Z_l + Z_s} \quad (5.8)$$

En la que se puede incluir la dependencia con la frecuencia asumiendo que la fuente de intensidad I_1 es de naturaleza sinusoidal (notación fasorial):

$$V_l = M \cdot \frac{d(I \cdot e^{j\omega t})}{dt} \cdot \frac{Z_l}{Z_l + Z_s} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot j \cdot M \cdot \frac{Z_l}{Z_l + Z_s} \cdot I_1 \quad (5.9)$$

5.3. Aplicación a un cable coaxial

En un cable coaxial tenemos dos conductores, uno interno y la malla, por los que circula intensidad. La impedancia del conductor externo se puede modelar, como se comentó en puntos anteriores, como la suma de la resistencia R_s y la inductancia L_s de la malla. Así, y en base al acople magnético comentado en el punto anterior, el voltaje a través de L_s se inducirá al conductor interno.

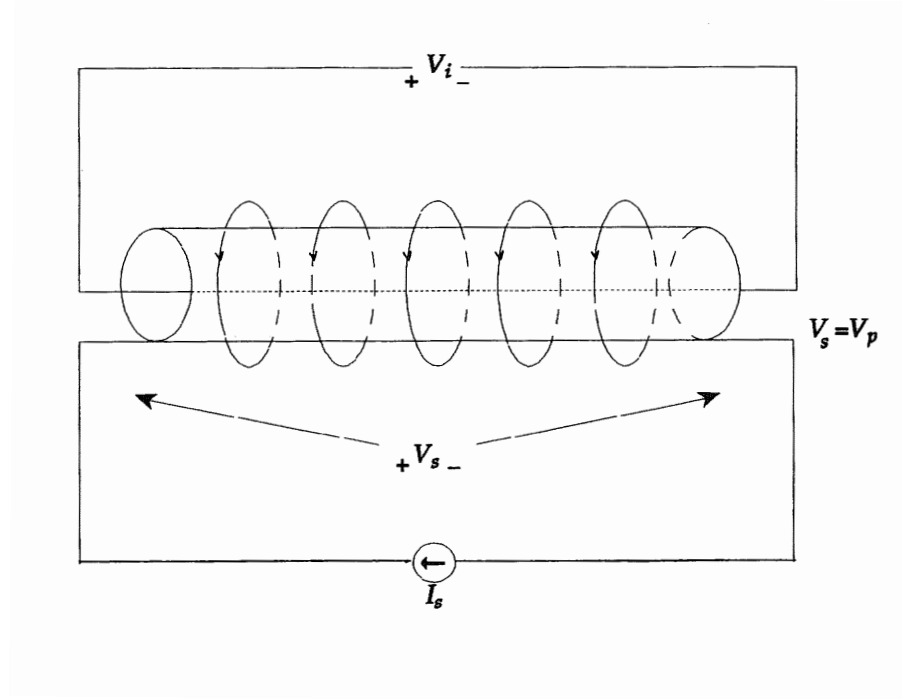


Figura 5.5: Acoplo magnético entre la malla y el conductor en un cable coaxial. Voltaje inducido. [3]

En base a las Figuras 5.4 y 5.5, el voltaje inducido V_i vendrá dado por:

$$V_i = M \cdot \frac{dI_s}{dt} = M \cdot j \cdot \omega \cdot I_s \quad (5.10)$$

Donde I_s se puede expresar, teniendo en cuenta la impedancia total del conductor, de la siguiente forma:

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + j \cdot \omega \cdot L_s} \quad (5.11)$$

A partir de las ecuaciones 5.10 y 5.11 se expresa el voltaje inducido en el conductor interno, quedando:

$$V_i = \frac{M \cdot j \cdot \omega \cdot V_s}{R_s + j \cdot \omega \cdot L_s} \quad (5.12)$$

En un cable con una malla externa L_s coincide con M , por lo que la ecuación 5.12 finalmente

5.3. APLICACIÓN A UN CABLE COAXIAL

se simplifica:

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{j \cdot \omega \cdot L_s}{R_s + j \cdot \omega \cdot L_s} = \frac{j \cdot \omega}{R_s/L_s + j \cdot \omega} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{j \cdot \omega \cdot L_s}} \quad (5.13)$$

En la ecuación 5.13 se aprecia que cuando $\omega L_s > R_s$ el denominador se aproxima a 1. Podemos definir entonces una frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{R_s}{2 \cdot \pi \cdot L_s}$$

por encima de la cual, la mayor parte del voltaje existente en la malla se induce sobre el conductor central. Típicamente esta frecuencia de corte se encuentra en el entorno de unos pocos KHz.

Eso significa que las caídas de voltaje inductivas que se produzcan en la malla del cable coaxial se inducirán sobre el conductor interior a la mayoría de frecuencias de interés. En la Figura 5.6 se reproduce el acoplo entre dos conductores para un amplio rango de inductancias y frecuencias.

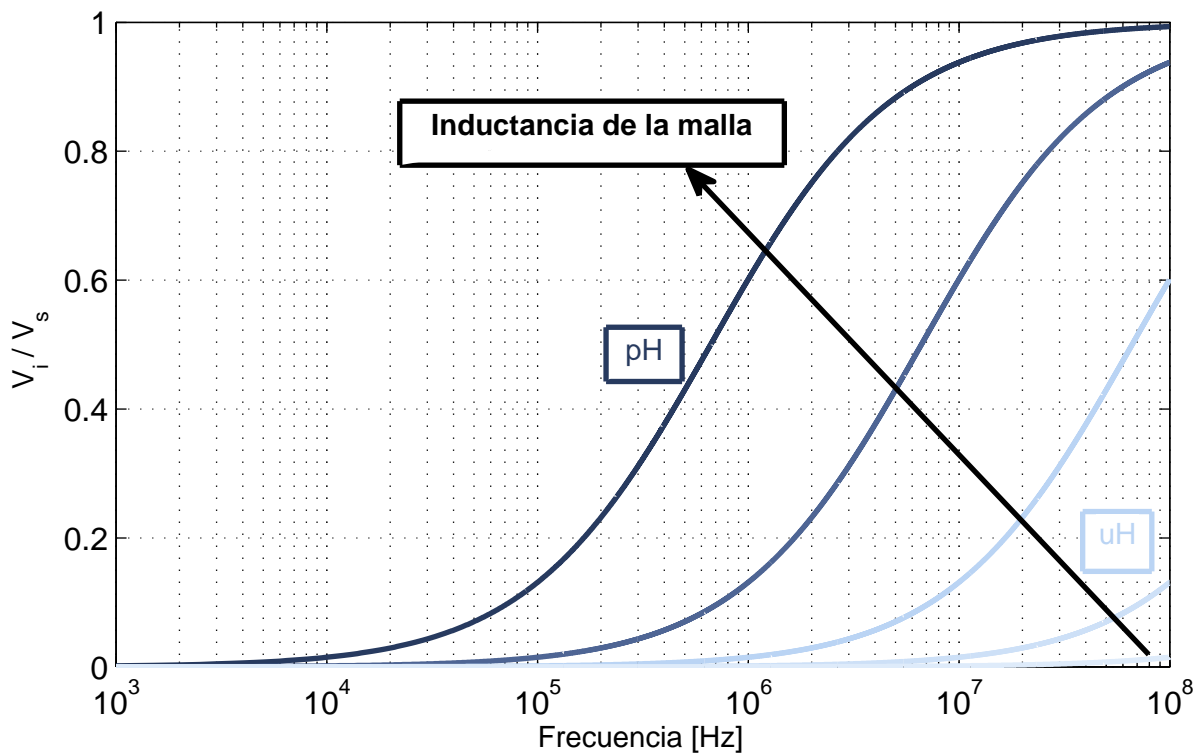


Figura 5.6: Relación entre el voltaje que circula por el primer conductor y el que se induce sobre el segundo.

5.4. Montaje para el experimento

Para comprobar los fenómenos que se acaban de describir teóricamente, se propone un montaje experimental (representado en la Figura 5.7) en el que el camino de tierra para las corrientes no es el de la malla de la sonda. Por contra, los conductores interno y externo de la sonda se encuentran cortocircuitados, y la corriente vuelve por un trozo de cable independiente.

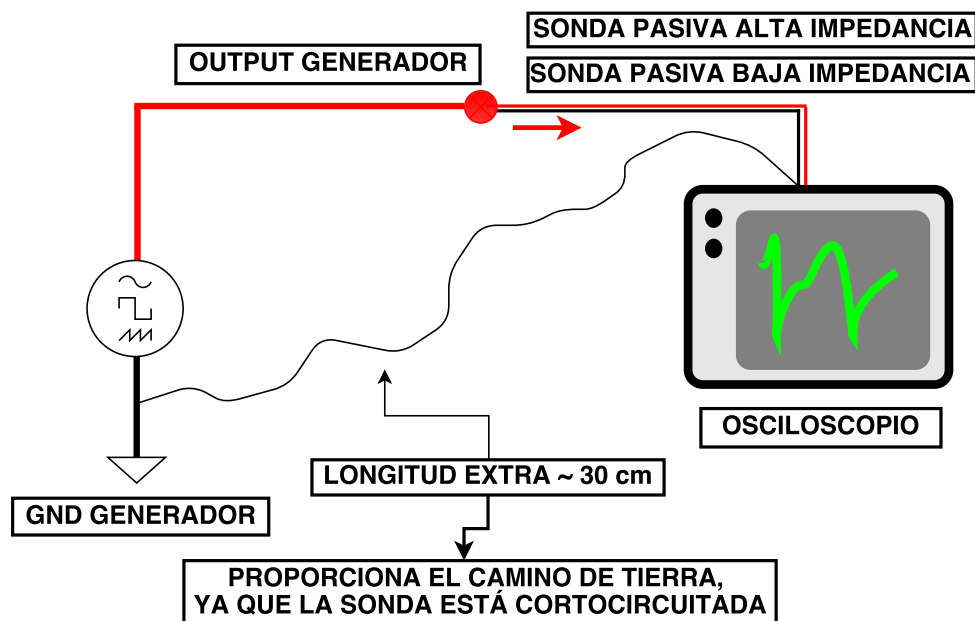


Figura 5.7: Montaje para los experimentos con la sonda de medida cortocircuitada: el camino de tierra no lo proporciona la malla de la sonda.

Con el montaje descrito y a pesar de existir un "cable de tierra", al ser demasiado largo la corriente tiende a circular a masa por el cable/malla de la sonda. Esta corriente genera un ruido a su paso por la inductancia del cable (

En las siguientes secciones se van a analizar la sonda pasiva de alta impedancia y la de baja impedancia. El montaje será el mismo para ambas (el de la Figura 5.7), utilizando en cada caso la que se esté ensayando.

5.4.1. Sonda de alta impedancia 10X

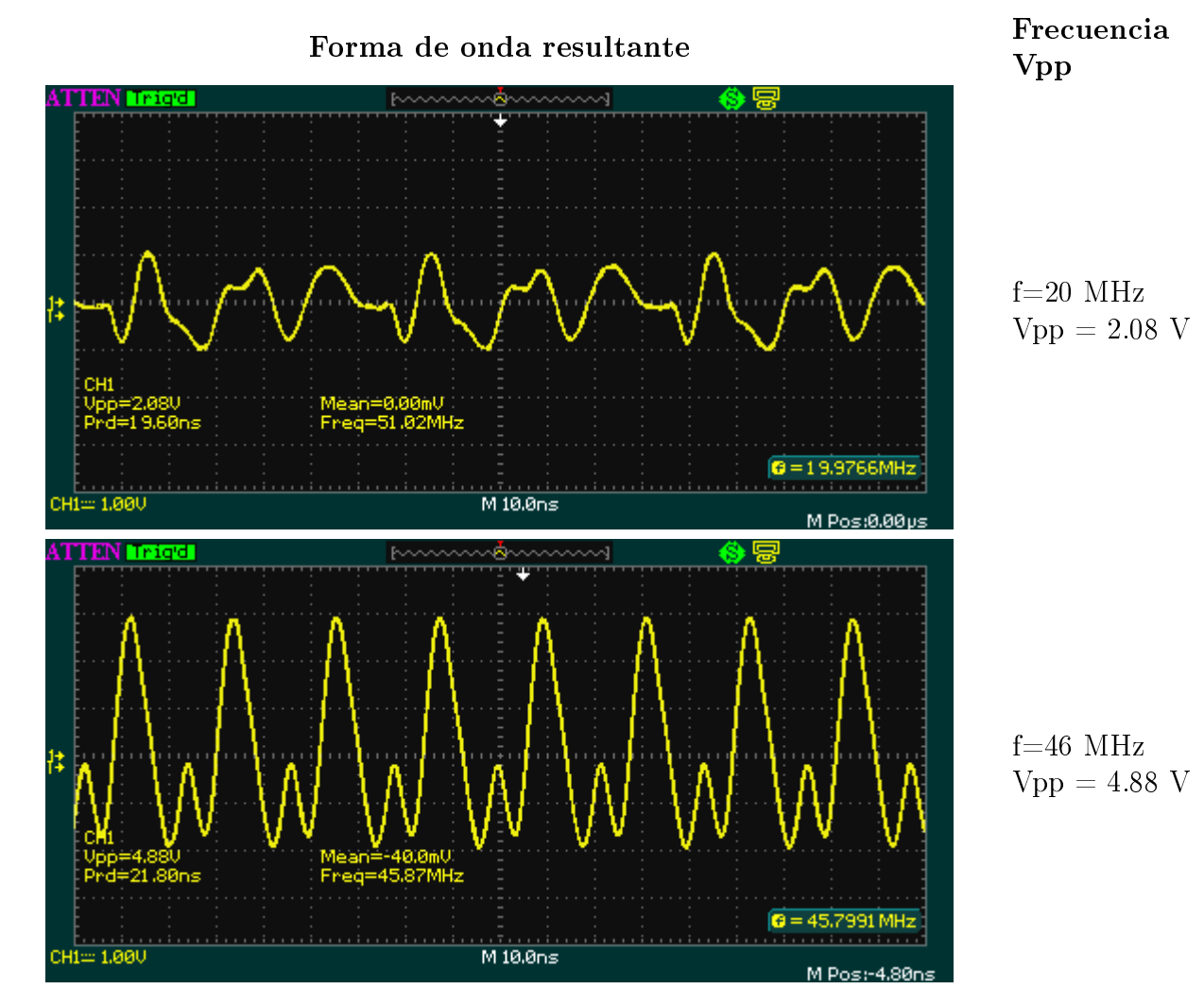


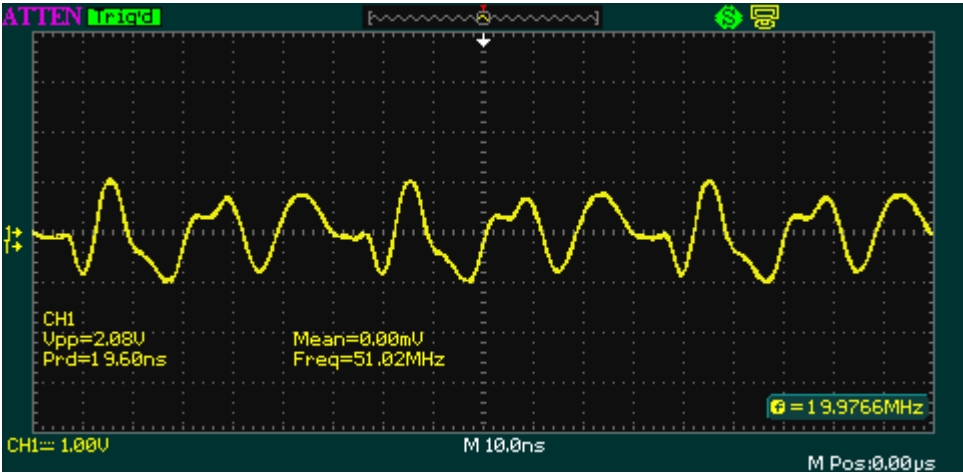
Tabla 5.1: Tabla comparativa. Indicios de una impedancia variable en la sonda pasiva de alta impedancia.

Tal y como se ve en la Tabla 5.1, a ciertas frecuencias el voltaje aumenta drásticamente. La explicación reside en que la impedancia que ve la corriente al viajar por el conductor varía de forma tal, que para ciertas frecuencias, disminuye lo suficiente como para que se manifiesten incrementos de voltaje significativos.

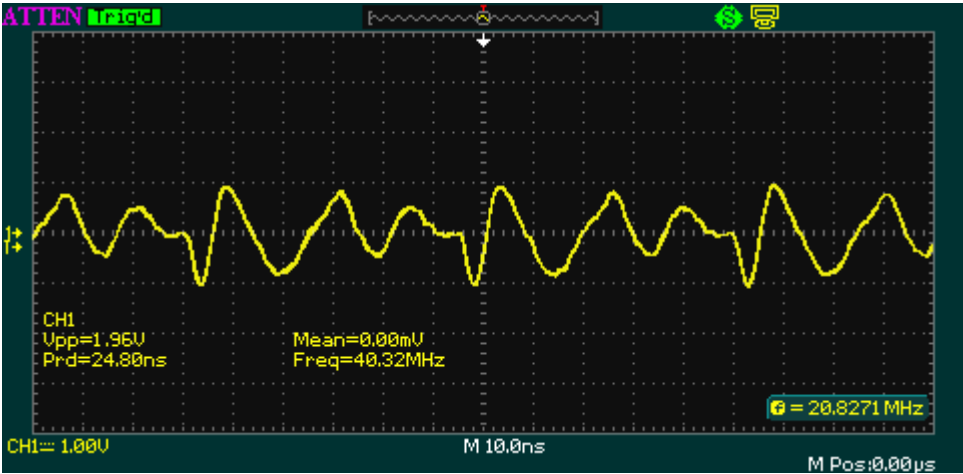
Para solucionar estas variaciones de impedancia y los picos de voltaje e intensidad que suponen, a ciertas frecuencias, pueden usarse ferritas. Estos dispositivos aumentan la impedancia unos cientos de ohmios cuando se colocan, de forma tal que ese aumento es realmente significativo en los casos en los que la impedancia ha caído hasta mínimos. Por contra, para las situaciones en las que no hay una disminución de impedancia previa, la adición de una ferrita es prácticamente imperceptible, como se pone de manifiesto en las Tablas 5.3 y 5.2.

Forma de onda resultante

Ferrita
 V_{pp}



Ferrita: ✗
 $V_{pp} = 2.08 \text{ V}$



Ferrita: ✓
 $V_{pp} = 1.96 \text{ V}$

Tabla 5.2: Tabla comparativa. Efectos de la adición de ferritas en una sonda pasiva de alta impedancia a 20 MHz.

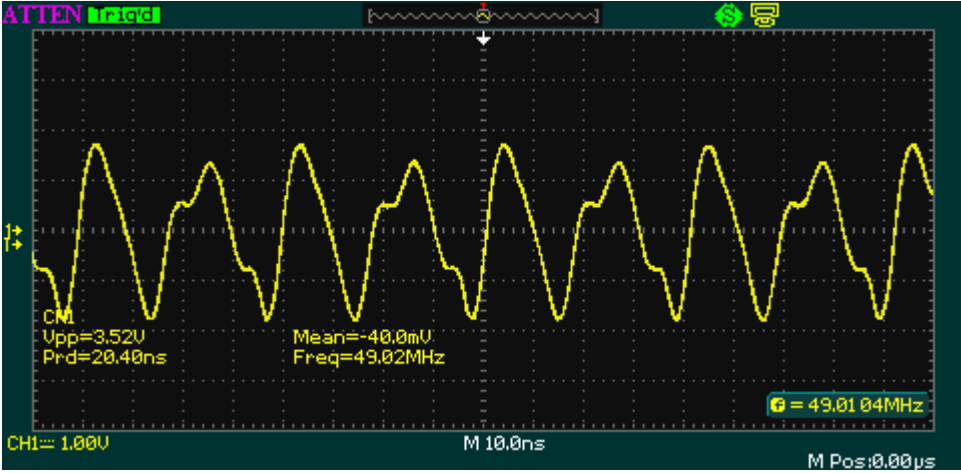
Forma de onda resultante		Ferrita Vpp
	Ferrita: ✗	Vpp = 3.52 V
	Ferrita: ✓	Vpp = 2.8 V

Tabla 5.3: Tabla comparativa. Efectos de la adición de ferritas en una sonda pasiva de alta impedancia a 49 MHz.

5.4.2. Sonda pasiva de baja impedancia 10X

La naturaleza resistiva de la sonda de baja impedancia construida limita la bajada de impedancia en el punto de resonancia; que es precisamente lo que está sucediendo en la sonda pasiva de alta impedancia anteriormente analizada. Así, el comportamiento que cabe esperar de la sonda de baja impedancia es más lineal y sin cambios bruscos en su impedancia, como muestra la Tabla 5.4.

Forma de onda resultante

Ferrita
Vpp



Ferrita: ✗
Vpp = 1.24 V

Ferrita: ✓
Vpp = 1.18 V

Tabla 5.4: Tabla comparativa. Efectos de la adición de ferritas en una sonda pasiva de baja impedancia a 20 MHz.

f [MHz]	Vpp [V]	Vpp ferrita [V]	Disminución [%]
Sonda de alta impedancia			
20	2.08	1.96	5.8
40	3.52	2.8	20.5

Tabla 5.5: Tabla comparativa. Efecto de la adición de ferritas para diferentes frecuencias y sondas.

5.4.3. Efectos de acortar el camino de retorno o camino de tierra

Finalmente, si se repiten los montajes anteriores, pero sin extender el camino de tierra esta vez (se suprime la longitud extra de la Figura 5.7), se deduce de los resultados la importancia que la longitud extra conlleva. De la tabla 5.4.3, se observan incrementos de más del 40 % en los picos creados por la impedancia variable del camino de retorno.

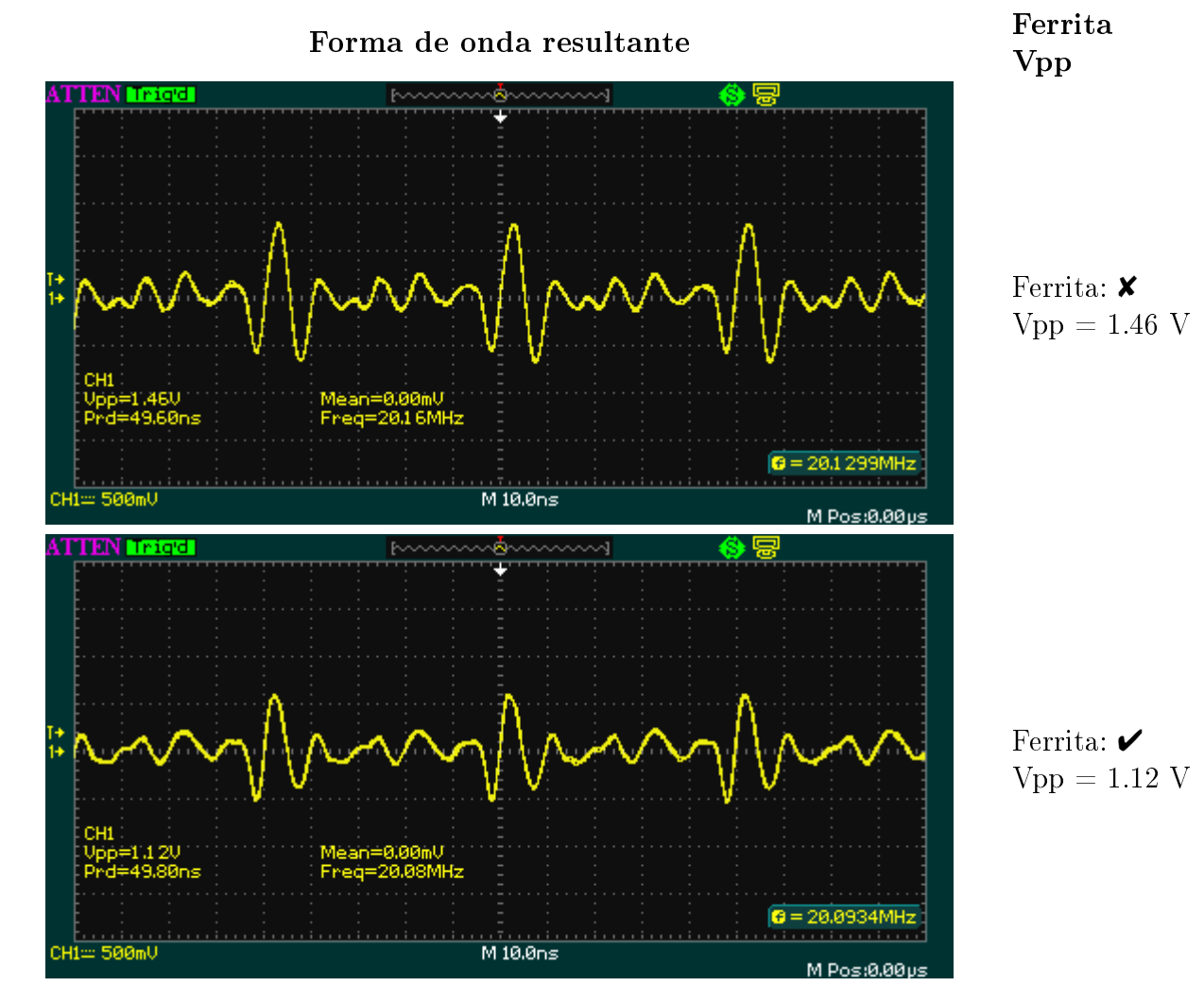


Tabla 5.6: Tabla comparativa.Camino de tierra no extendido y efectos de la adición de ferritas a 20 MHz para la sonda pasiva de alta impedancia.

f [MHz]	Vpp [V]	Vpp ferrita [V]	Disminución [%]
Sonda de alta impedancia (I)			
20	2.08	1.96	5.8
Sonda de alta impedancia sin camino de tierra extendido (II)			
20	1.46	1.12	23.3
[(Vpp(II) - Vpp(I)) / Vpp(II)]x100 = 42.5 %			

Tabla 5.7: Tabla comparativa. Efecto de la longitud extra en el camino de retorno.

Aunque solamente se han ilustrado los resultados relacionados con la sonda de alta impedancia a 20 MHz, los experimentos realizados con la sonda de baja impedancia y a frecuencias diferentes arrojaron conclusiones similares.

5.5. Puntos clave

- ✓ El concepto de plano de tierra o masa no es válido cuando se trabaja a frecuencias suficientemente altas. Puede suceder que diferentes nodos conectados a una tierra común estén a diferente potencial.
- ✓ La impedancia de cualquier elemento depende de la frecuencia de las señales que lo recorren. Para el caso de un hilo conductor, la impedancia depende fuertemente de su longitud.
- ✓ Debido a las diferencias de potencial comentadas, puede suceder que haya corrientes circulando entre un dispositivo bajo estudio y el osciloscopio a través de tierra.
- ✓ Para un conductor, la contribución del efecto skin a su resistencia es despreciable. Sin embargo, a partir de 1 KHz aproximadamente, la contribución de la reactancia inductiva es superior a la de la resistencia.
- ✓ En un cable coaxial como el que se usa en sondas de medida, la mayor parte de la corriente circulando en la malla se induce sobre el conductor central a partir de una cierta frecuencia de corte, debido al acoplo magnético que existe entre ambos conductores.
- ✓ Un camino de tierra extendido representará un camino de impedancia tanto mayor cuanto más grande sea la frecuencia. Sin embargo, a ciertas frecuencias puede suceder que la impedancia disminuya repentinamente por efecto de la resonancia, al comportarse el conductor como un inductor a una frecuencia suficientemente elevada.
- ✓ El uso de ferritas puede aumentar la impedancia unos cientos de ohmios para contrarrestar un descenso brusco de la impedancia, siendo su efecto tanto más notable cuanto más haya descendido la impedancia previamente.

Capítulo 6

Medidas diferenciales

El proceso de medición en un circuito eléctrico implica siempre dos nodos. Típicamente uno de ellos es tierra, mientras que el otro es aquel del que se desea conocer el potencial. El problema de esta técnica tiene su origen en el capítulo anterior: las tierras del DUT y el osciloscopio pueden estar a diferente potencial, *¡a pesar de estar conectadas entre sí!*, con el consecuente error en la medida. En el montaje del experimento 2 se comprobó cómo al estar, por definición, las tierras del circuito bajo estudio y la del osciloscopio conectadas (en este caso mediante una longitud de cable), puede haber corrientes circulando entre ellas que originen una diferencia de potencial.

Al realizar una medida diferencial no se trata de medir el voltaje respecto a un nodo de "tierra" común al circuito y al osciloscopio (que como hemos visto no existe a altas frecuencias) sino la diferencia de voltaje entre dos puntos del circuito. Cualquier nivel de voltaje común de los dos puntos de medida respecto a la tierra del osciloscopio circulará como una corriente de modo común a través de los dos terminales de la sonda diferencial. Si la sonda está bien construida, este "ruido en modo común" no afecta a la medida.

En las actuales aplicaciones de alta velocidad y bajo voltaje, esta es una característica especialmente importante conforme las señales digitales siguen acercándose a los umbrales típicos de ruido que se encuentran en los circuitos integrados. [8] Una medida diferencial implica usar una sonda diferencial diseñada para tal fin, o bien, usar dos sondas convencionales.

6.1. Uso de dos sondas pasivas de alta impedancia

Empleando dos sondas pasivas de alta impedancia es posible hacer medidas diferenciales. La forma de proceder es usando los dos canales del osciloscopio y restando las señales provenientes de ambas sondas. Aunque es una solución sencilla y barata, hay que tener en cuenta que la técnica en cuestión no debería ser usada si la frecuencia de la señal sobrepasa las unidades de MHz. La deficiencia de este montaje a frecuencias suficientemente altas reside fundamentalmente en las diferencias que puedan existir entre ambas sondas. En general, cual-

quier asimetría producirá una conversión del ruido en modo común en señal diferencial, que será medida como ruido.

El CMRR o Ratio de Rechazo al Modo Común en una medida diferencial se define como:

$$CMRR = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{pp}^{A+B}}{V_{pp}^{A-B}} \quad (6.1)$$

Siendo A y B dos canales del osciloscopio que se esté empleando en la medida diferencial.

Los siguientes puntos son críticos y se han de tener en cuenta para hacer una medida diferencial satisfactoria, con un ratio de rechazo del ruido en modo común lo más favorable posible:

- **I. Longitud de las sondas:** la igualdad en la longitud de ambos dispositivos de medida ha de estar garantizada. Diferencias de longitud se traducen en retardos cuando las frecuencias son suficientemente elevadas. La consecuente falta de sincronización termina causando una medida insatisfactoria al llevar a cabo la diferencia de las señales: A-B, de aquí en adelante.
- **II. Compensación:** la importancia de una sonda bien balanceada ya se puso de manifiesto en el primer experimento. A la hora de hacer una medida diferencial, la compensación es más crítica si cabe. En primer lugar, habrá que compensar ambas sondas por separado como se haría normalmente. La diferencia reside, sin embargo, en que una vez ajustadas independientemente será imperativo compensar una de ellas, de forma tal que se cumpla el *experimento nulo*, esto es, $A - B \simeq 0$. Los errores admisibles para el experimento nulo rondan el 10 %.
- **III. Conexión de tierra en las sondas:** las tierras de ambas sondas siempre estarán interconectadas en un nodo. Si las tierras no están conectadas entre si, cualquier potencial que exista entre ellas se mostrará como parte de la señal medida, como se muestra en la Figura 6.1. Preferiblemente, el nodo de interconexión será flotante aunque, si la señal en modo común satura el canal del osciloscopio, habrá de ser conectado a la tierra del DUT.

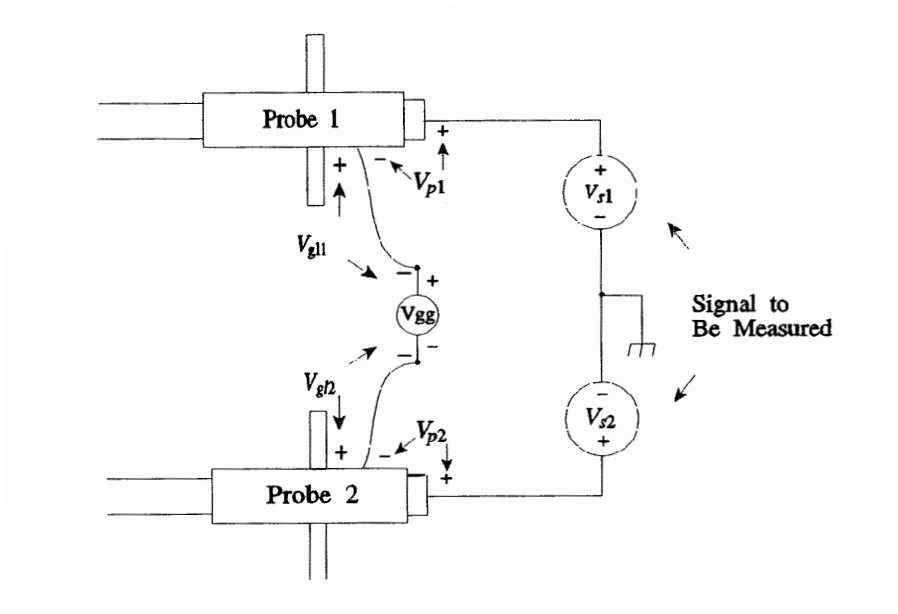


Figura 6.1: III. Diferencias de potencial por tierra no común.[3]

- **IV. Disposición del montaje:** si ambas sondas no se colocan de igual forma pueden inducirse diferencias en las medidas que proporciona cada una. Por ejemplo, un lazo en el cable como el de la Figura 6.2 o su proximidad a una superficie metálica puede resultar en impedancias diferentes para sondas idénticas.

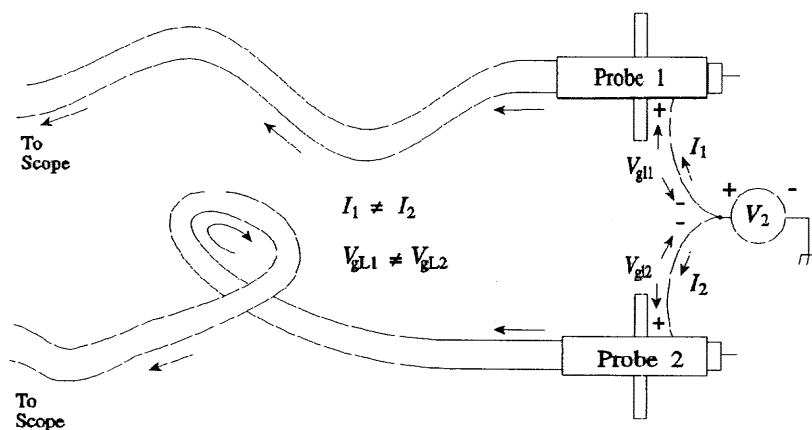


Figura 6.2: IV. Cable de la sonda dispuesto de forma errónea.[3]

- **V. Bucles de corriente:** aun cuando se tiene un nodo de tierra flotante, como en la Figura 6.3, existe el riesgo de una caída de potencial en dichas conexiones a tierra. El origen de dichas caídas está en el bucle que se crea entre el cable de masa de las sondas, el chasis del osciloscopio y los cables de conexión a tierra. A frecuencias suficientemente altas, este bucle puede ser recorrido por corrientes, con la consecuente caída de tensión. La solución al problema es sencilla: uniendo los cables de ambas sondas cada cierta distancia, el bucle se elimina.

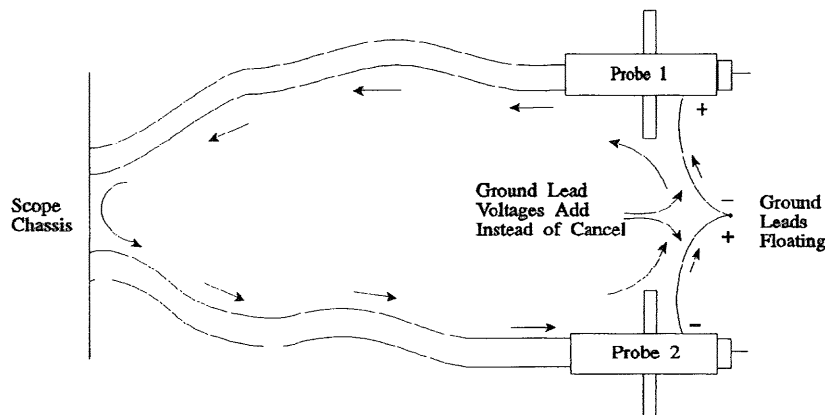


Figura 6.3: V. Las corrientes que circulan por el bucle pueden originar caídas de tensión, incluso con un nodo de tierra flotante.[3]

El uso de dos sondas de alta impedancia como instrumento para tomar medidas diferenciales tiene sus limitaciones. Y es que, como se ha visto, incluso cuando el nodo de tierra es flotante (situación deseada siempre que sea posible) existen caídas de potencial que alteran la medida. Todo ello hace que el ratio de rechazo al modo común de esta técnica de medida, raramente sea mayor a 10 dB para frecuencias en el entorno de los MHz.

Las limitaciones del uso simultáneo de dos sondas hace necesario buscar otra técnica de medida, la cual se detalla en la próxima sección.

6.2. Construcción de una sonda diferencial

Para suplir las carencias de una medida diferencial con dos sondas, se propone la construcción de una *sonda coaxial balanceada*, esto es, una sonda diferencial compuesta por dos cables coaxiales. Este dispositivo de medida tiene un buen comportamiento en un intervalo de frecuencias más amplio que el descrito en la sección anterior, rechazando eficientemente las corrientes en modo común hasta los cientos de MHz.

La construcción es sencilla, tal y como se ve en las Figuras 6.4 y 6.5, a partir de dos cables coaxiales sin el recubrimiento exterior. Ambos conductores se unen y sueldan cada cierta distancia, lo que elimina la presencia de lazos de corriente. Además, sendas resistencias de 450 Ω son soldadas a los extremos de cada conductor central para conseguir un ratio de atenuación 10:1.

Recuérdese que el ratio de atenuación 10:1 proviene de un divisor de tensión resistivo creado

6.2. CONSTRUCCIÓN DE UNA Sonda DIFERENCIAL

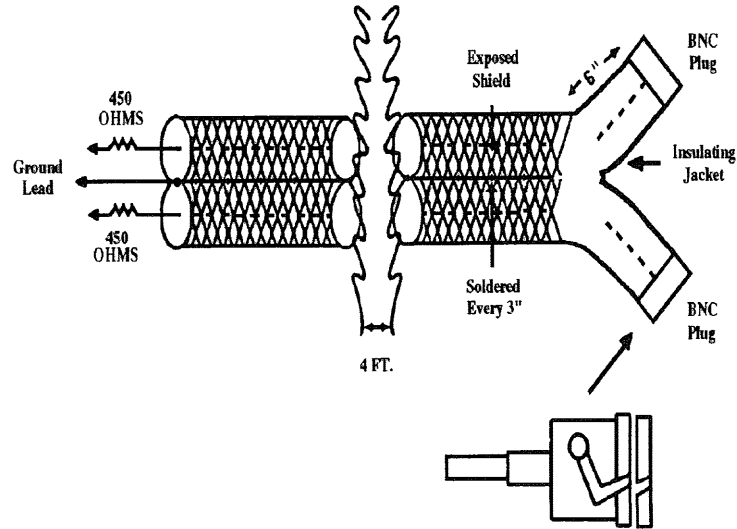


Figura 6.4: Esquema de la sonda diferencial.[3]

entre la resistencia $R_{in} = 450\Omega$ y la impedancia característica del cable $Z_0 = 50\Omega$:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{in}}{R_{in} + Z_0} \quad (6.2)$$

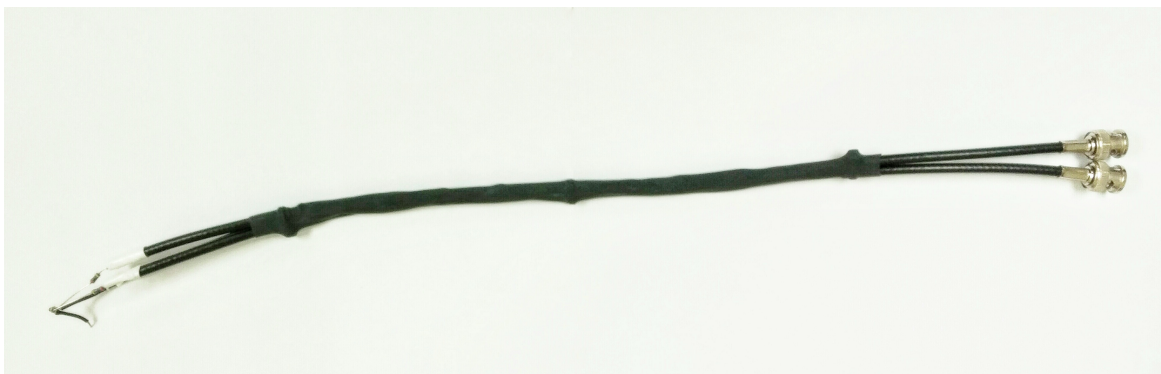


Figura 6.5: Sonda diferencial construida.

En esta sonda diferencial solo hay un camino de tierra y además es común, por tanto, el ruido que circule por él debe ser suprimido y no afectar a la medida cuando se lleva a cabo la operación $A - B$. Las posibles diferencias en la disposición de los cables de ambas sondas también son eliminadas respecto al uso combinado de dos sondas.

El desempeño global de la sonda diferencial construida es notablemente superior al de dos sondas convencionales usadas simultáneamente. Los potenciales ratios de rechazo al modo común se sitúan en el intervalo de 25 a 35 dB para frecuencias de hasta 100 MHz. La rigurosidad en el proceso de construcción y la tolerancia de las resistencias empleadas, son cruciales a la hora de evitar retrasos no deseados en la propagación de las señales, como se comprobará experimentalmente en el próximo capítulo.

6.3. Puntos clave

- ✓ Un proceso de medida convencional implica dos nodos y uno de ellos suele ser tierra. Como se ha visto en el capítulo anterior, si la tierra del dispositivo bajo estudio y la del osciloscopio están a diferente potencial, pueden generarse circulaciones de corriente (ruido) que se puede inducir en otros conductores y originar medidas erróneas.
- ✓ En una medida diferencial, cualquier nivel del voltaje común de los dos puntos de medida respecto de la tierra del osciloscopio circulará como una corriente en modo común y será eficientemente suprimida de la medida si la sonda está bien construida.
- ✓ Se puede optar por hacer una medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia. Habrá que tener especial cuidado porque la medida será especialmente susceptible de la longitud de cada sonda y de si están correctamente compensadas. Además, habrá que prestar especial atención a que ambas estén puestas a tierra en el mismo punto, a que la disposición de ambas sea lo más parecida posible y a que no se creen bucles de corriente.
- ✓ Todos los factores mencionados en el punto anterior repercutirán negativamente en el CMRR de la sonda (o Ratio de Rechazo al Modo Común).
- ✓ Por todos los factores mencionados, el CMRR de una medida diferencial hecha con dos sondas pasivas de alta impedancia, raramente es mayor a 10 dB para frecuencias en el entorno de los MHz.
- ✓ Es sencillo y barato construir una sonda diferencial (o sonda coaxial balanceada) a partir de dos cables coaxiales cuyas mayas de tierra se sueldan cada cierta longitud.
- ✓ El CMRR potencial de una sonda diferencial es de 25 a 35 dB para frecuencias de hasta 100 MHz.

Capítulo 7

Experimento 3. Medida diferencial: influencia del camino de tierra.

El objetivo de este experimento es mostrar la influencia del camino de retorno de las corrientes en una medida diferencial. Para ello, se conectan dos sondas de alta impedancia 10X a la salida del osciloscopio como se muestra en la Figura 7.1, con sendas tierras cortocircuitadas; es decir: en el mismo nodo se conectan los conectores centrales y la malla de las dos sondas. El camino de retorno de las corrientes lo proporciona una longitud de cable dispuesta desde la tierra, o chásis, del osciloscopio hasta la del generador.

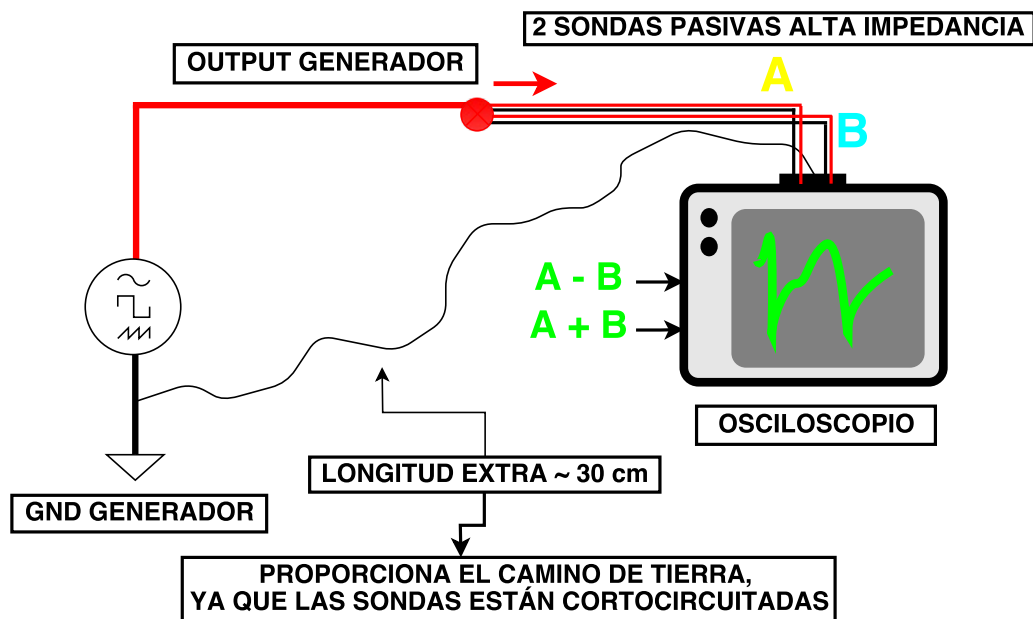


Figura 7.1: Montaje para tomar una medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia.

En esta configuración, la intensidad proporcionada por el generador se propaga a través de las dos sondas (conductor central y malla) hasta el osciloscopio. Desde ahí, el camino de retorno se produce a través de la longitud de tierra conectada entre la tierra del osciloscopio y la del propio generador. El resultado es un lazo de corriente, creado por las sondas y el retorno de tierra, lo suficientemente grande para ser susceptible, electromagnéticamente hablando. El fenómeno es el descrito en el punto V del capítulo anterior (Figura 6.3).

Cuando se procede con el montaje de la Figura 7.1, se obtienen los siguientes resultados.

7.1. $f = 19 \text{ MHz}$

En la Figura 7.2 se muestran las señales que entran por ambos canales del osciloscopio (de color azul y amarillo) junto con la medida diferencial resultado de restar ambas señales en el osciloscopio (línea verde).

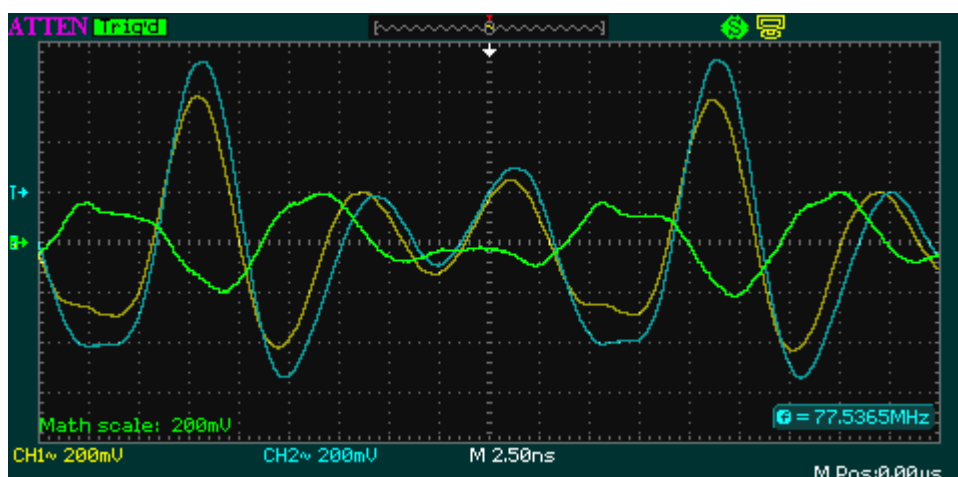


Figura 7.2: Medida diferencial con dos sondas pasiva de alta impedancia a 19 MHz.

Se aprecian notables diferencias de voltaje entre las señales que llegan por cada sonda, *aunque realmente la señal es la misma*. La diferencia de potencial, combinada con el retardo desigual que introduce el uso combinado de ambos dispositivos, son consecuencia de que ambos caminos no tienen la misma impedancia. El origen de la desigualdad reside en la combinación de los factores descritos en el capítulo anterior, llegando a ser la diferencia $A - B$ de hasta $400mV_{pp}$.

Se pueden tratar de subsanar algunas de las carencias del montaje cambiando la disposición de los cables: acercándolos y tratando que la topología sea lo más regular y parecida posible. El montaje resultante sería como el de la Figura 7.1, pero con la longitud extra más cerca de los conductores de las dos sondas pasivas de alta impedancia, obteniéndose el resultado de la Figura 7.3.

7.2. $F = 45 \text{ MHz}$

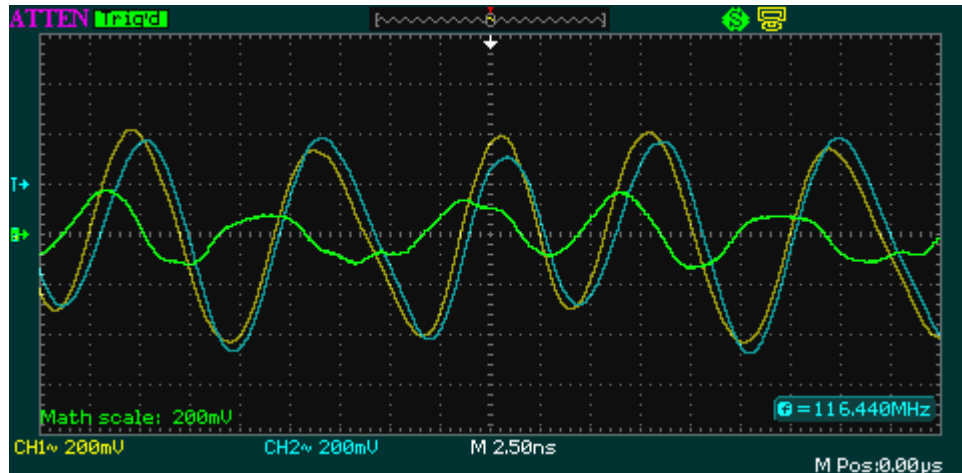


Figura 7.3: Medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia a 19 MHz, tratando de disponer los cables de la forma más correcta.

El comportamiento global mejora, reduciéndose la diferencia $A - B$ hasta unos $220mV_{pp}$. Este experimento pone de manifiesto la extrema sensibilidad de este tipo de medida a una correcta disposición de las sondas.

7.2. $f = 45 \text{ MHz}$

A 45 MHz, los efectos se acentúan y la susceptibilidad del montaje para con la disposición de los cables aumenta. Los resultados, aunque magnificados, están en línea con los obtenidos a 19 MHz, como muestra la Figura 7.4.

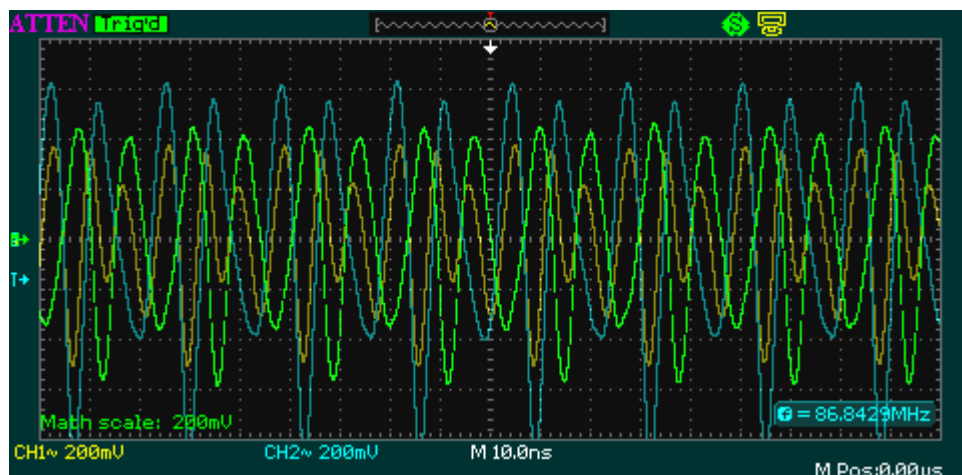


Figura 7.4: Medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia a 45 MHz.

La diferencia $A - B$ aumenta en este caso hasta el entorno de $800mV_{pp}$.

La Figura 7.5 demuestra que siendo cuidadosos de nuevo en el montaje, se obtienen mejores resultados.

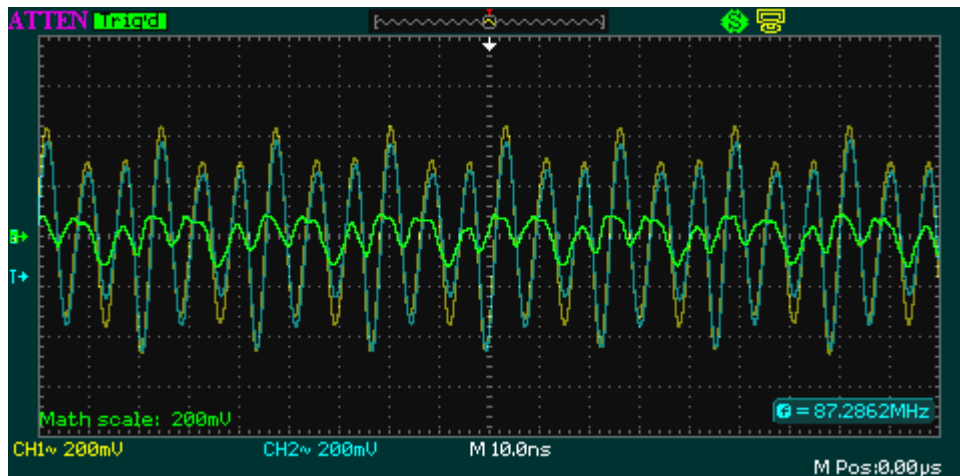


Figura 7.5: Medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia a 45 MHz, tratando de disponer los cables de la forma más correcta.

El comportamiento global mejora, reduciéndose la diferencia $A - B$ hasta unos $200mV_{pp}$. De nuevo, es importante destacar la sensibilidad de este tipo de medida a una disposición correcta de las sondas.

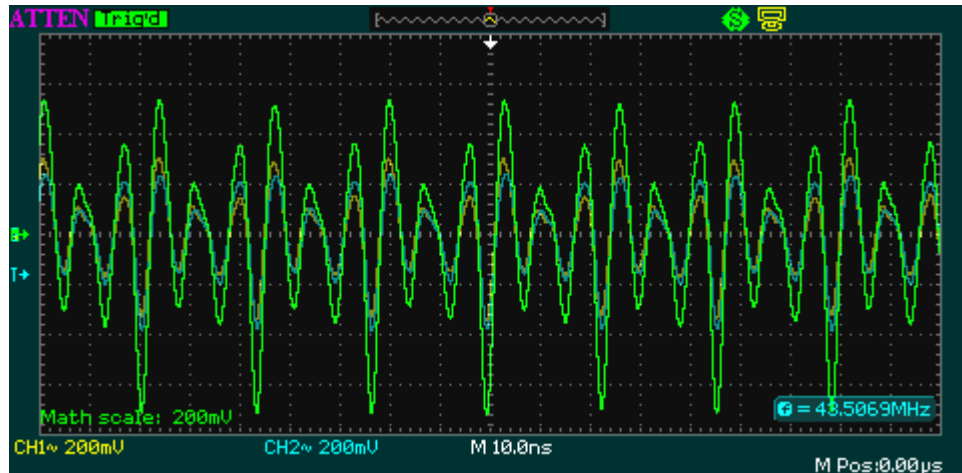
En la tabla 7.2, se resumen los resultados obtenidos.

f [MHz]	Vpp [mV]
19	400
45	800
Mejorando el montaje	
19	220
45	200

Tabla 7.1: Tabla comparativa. Influencia del montaje, en una medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia para 19 y 45 MHz.

7.3. Rechazo al modo común

Es posible calcular el CMRR (Ratio de rechazo al modo común) a partir de una operación $A - B$ y $A + B$. Tomando, por ejemplo, las medidas hechas a 45 MHz (caso más favorable) y configurando ahora el osciloscopio para que lleve a cabo la operación suma de los canales 1 y 2, se obtienen los resultados de la Figura 7.6.

Figura 7.6: $A + B$ a 45 MHz.

En base a las Figuras 7.5 y 7.6 se establece la siguiente relación:

$$CMRR = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{pp}^{A+B}}{V_{pp}^{A-B}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{1.3}{0.2} = 16.3dB \quad (7.1)$$

De la cual se deduce un ratio de rechazo al modo común de **16.3 dB**.

En el siguiente capítulo, se llevarán a cabo las mismas medidas pero sustituyendo la pareja de sondas de alta impedancia por una sonda diferencial que se ha construido como se explicó en el capítulo anterior.

7.4. Puntos clave

- ✓ Al hacer una medida diferencial con dos sondas pasivas de alta impedancia se comprueba experimentalmente que la medida originada por cada sonda es diferente.
- ✓ El montaje es extremadamente sensible a la disposición de los cables de ambas sondas, reduciéndose los errores de medida más de un 50 % cuando los cables se disponen de forma correcta.
- ✓ La influencia del montaje en los errores es tanto mayor cuanto más alta es la frecuencia a la que se hacen los experimentos.

Capítulo 8

Experimento 4. Medida diferencial: sonda diferencial.

En este último experimento se llevan a cabo medidas similares a las que se practicaron en el capítulo anterior, cuando se emplearon sondas pasivas de alta impedancia para practicar medidas diferenciales. En este montaje, sin embargo, el instrumento de medida a utilizar es el construido a partir de dos cables coaxiales: la *sonda coaxial balanceada*, o sonda diferencial de *baja* impedancia.

La topología del experimento es la mostrada en la Figura 8.1: el camino de tierra lo proporciona una longitud de cable conectada entre el chasis del osciloscopio y la tierra del generador. La sonda diferencial se dispone lo más cerca posible a dicho camino de retorno para evitar crear lazos de corriente no deseados.

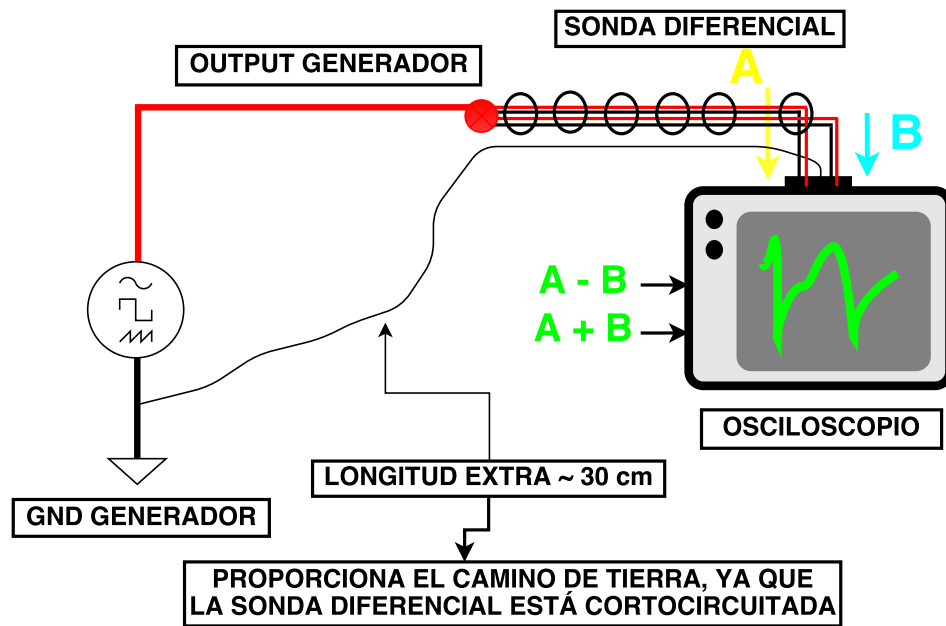


Figura 8.1: Montaje para una medida diferencial con la sonda diferencial.

A continuación se presentan los resultados de diferentes mediciones hechas a 19, 30 y 45 MHz. Para cada una de ellas se presentan, respectivamente, las operaciones $A - B$ y $A + B$, así como el CMRR.

8.1. $f=19$ MHz

Las Figuras 8.2 y 8.3 muestran la señal medida en el osciloscopio por los canales 1 y 2 (líneas amarilla y azul, respectivamente) junto con el resultado de restar ambas medidas (medida diferencial: línea verde) para una señal de 19 MHz. Si se compara la gráfica de la Figura 8.2 con la Figura 7.3 puede apreciarse a simple vista una mucho mejor coincidencia de las señales medidas con la sonda diferencial y, por lo tanto, un ruido mucho menor en la señal diferencial medida (idealmente nula).

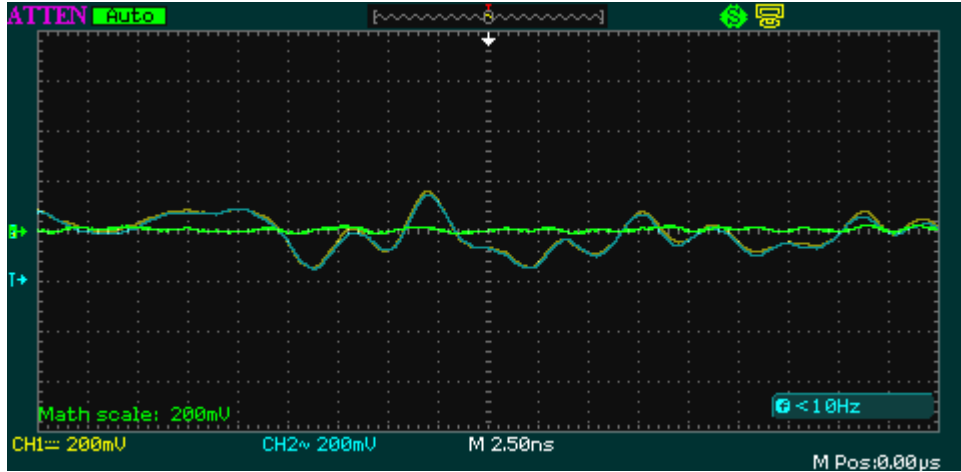


Figura 8.2: $A - B$ a 19 MHz, sonda diferencial construida.

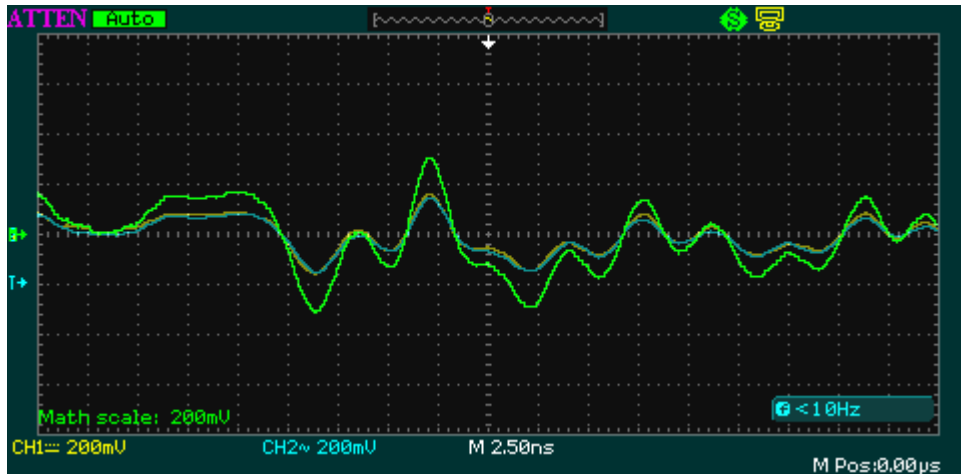


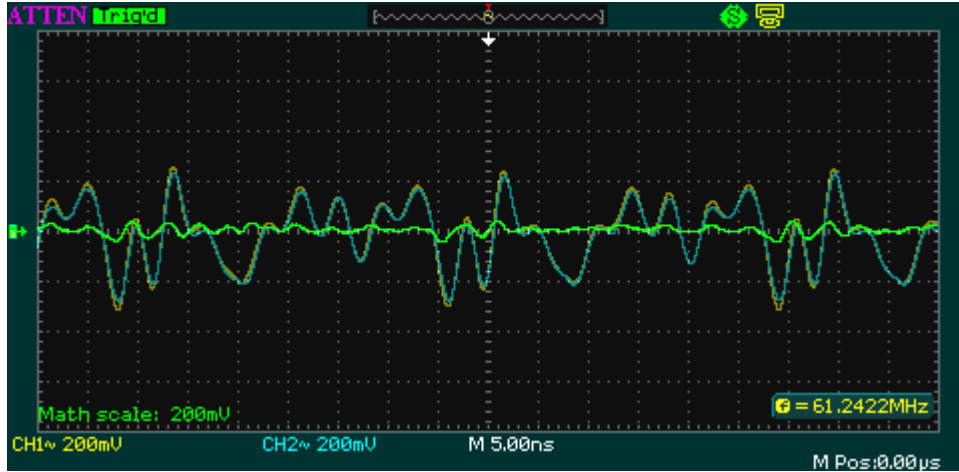
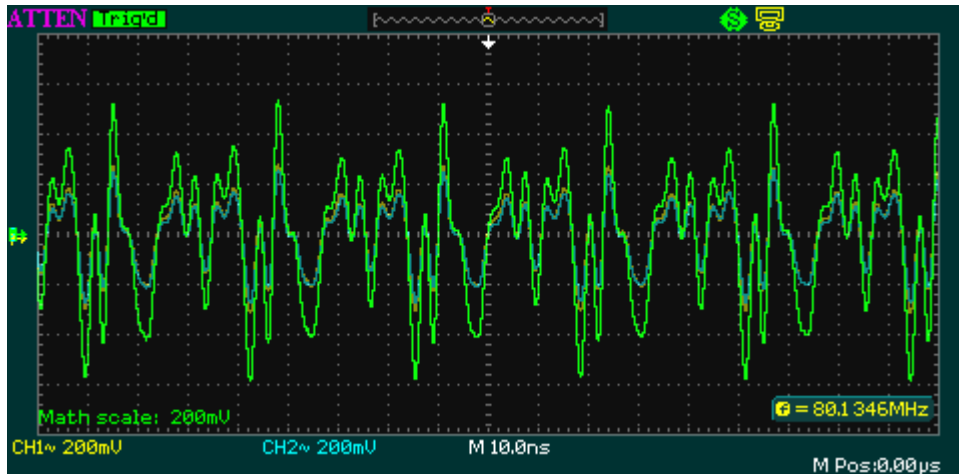
Figura 8.3: $A - B$ a 19 MHz, sonda diferencial construida.

Esta mejora se puede cuantificar calculando el CMMR:

$$CMRR = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{pp}^{A+B}}{V_{pp}^{A-B}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{600 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = \mathbf{27.6dB} \quad (8.1)$$

8.2. f=30 MHz

Las Figuras 8.4 y 8.5 muestran la señal medida en el osciloscopio por los canales 1 y 2 (líneas amarilla y azul, respectivamente) junto con el resultado de restar ambas medidas (medida diferencial: línea verde) para una señal de 30 MHz.

Figura 8.4: $A - B$ a 30 MHz, sonda diferencial construida.Figura 8.5: $A - B$ a 30 MHz, sonda diferencial construida.

El CMMR resultante se calcula como en la sección anterior:

$$CMRR = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{pp}^{A+B}}{V_{pp}^{A-B}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{1.15}{50 \times 10^{-3}} = \mathbf{27.2dB} \quad (8.2)$$

8.3. $f=45$ MHz

Las Figuras 8.6 y 8.7 muestran la señal medida en el osciloscopio por los canales 1 y 2 (líneas amarilla y azul, respectivamente) junto con el resultado de restar ambas medidas (medida diferencial: línea verde) para una señal de 45 MHz. Si se comparan la gráficas de las Figuras 8.6 y 8.7 con las de las Figuras 7.5 y 7.6 puede apreciarse a simple vista una mucho mejor coincidencia de las señales medidas con la sonda diferencial y, por lo tanto, un ruido mucho menor en la señal diferencial medida (idealmente nula).

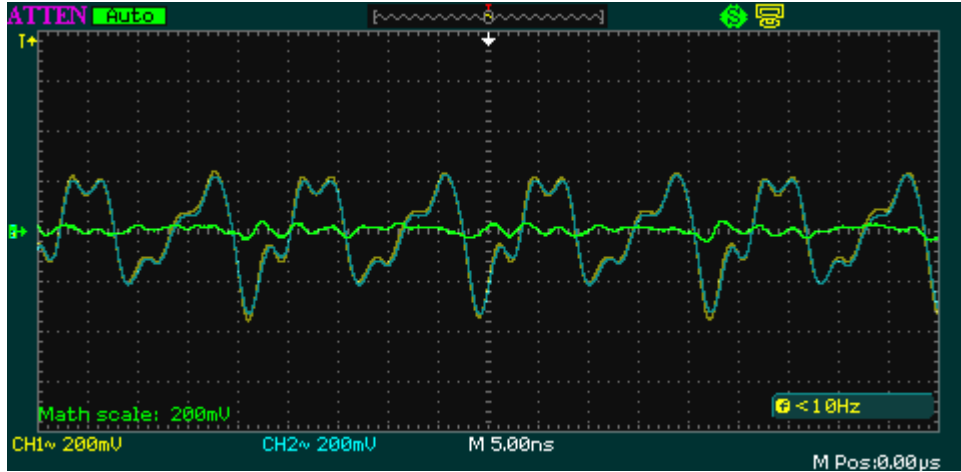


Figura 8.6: $A - B$ a 45 MHz, sonda diferencial construida.

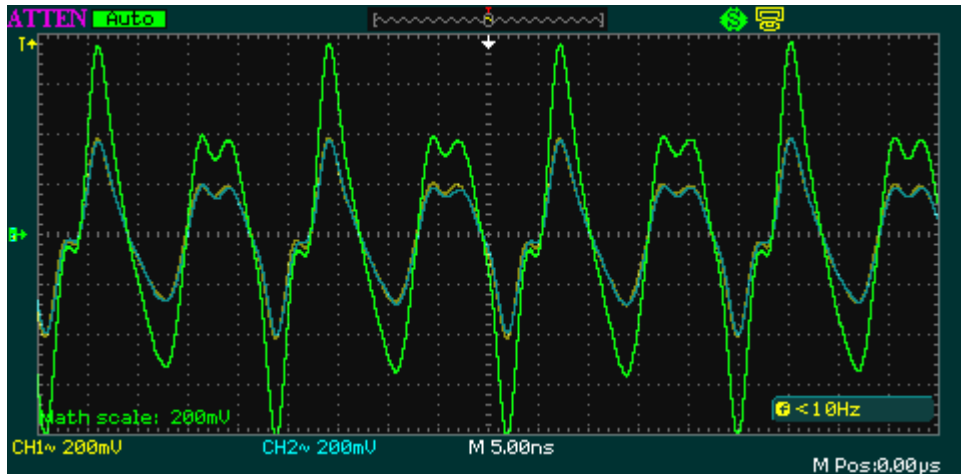


Figura 8.7: $A - B$ a 45 MHz, sonda diferencial construida.

Esta mejora se puede cuantificar calculando el CMRR:

$$CMRR = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{pp}^{A+B}}{V_{pp}^{A-B}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{1.6}{80 \times 10^{-3}} = 26\text{dB} \quad (8.3)$$

8.4. Puntos clave

- ✓ Repitiendo las medidas del Experimento 3 con una sonda diferencial, los resultados globales son sustancialmente mejores.
- ✓ Mientras que con dos sondas pasivas de alta impedancia se consiguieron CMRR del orden de 16 dB a 45 MHz, con la sonda diferencial se obtiene un ratio de rechazo al modo común de 26 dB.

- ✓ Los valores son aun mejores para frecuencias más bajas, consiguiéndose un CMRR de casi 28 dB para 15 MHz.
- ✓ La sonda diferencial es un dispositivo sencillo de construir con pocos recursos. Los resultados avalan las medidas diferenciales con sondas diferenciales para suprimir la mayoría de los inconvenientes que han surgido durante los 4 experimentos.

Capítulo 9

Conclusiones

Los circuitos digitales son cada vez más rápidos y complejos. En este contexto, la Compatibilidad Electromagnética es fundamental durante todas las etapas de vida de un dispositivo electrónico, desde el diseño al mantenimiento. A pesar de su importancia cuando se manejan frecuencias elevadas, la Compatibilidad Electromagnética no siempre es tomada en cuenta.

Un claro ejemplo lo representan las sondas de medida en osciloscopios, que son ampliamente usadas sin la debida consideración en algunos casos. Las sondas pasivas de alta impedancia copan la mayoría de las medidas con osciloscopios en todo tipo de aplicaciones y, a pesar de aparentar ser un elemento sin mayor relevancia que la de llevar una señal desde el circuito hasta el osciloscopio, en este trabajo fin de grado se ha comprobado que no es así.

Gracias al primer experimento, en el que se ha descrito el fenómeno de la resonancia, la importancia del divisor de tensión resistivo - capacitivo se ha puesto de manifiesto. Estos divisores se incorporan en la sonda pasiva de alta impedancia y el osciloscopio con el objetivo de no alterar el circuito sobre el que se está midiendo. Lo más destacable es cómo, al incrementarse la frecuencia, puede suceder que la sonda pasiva de alta impedancia que en un principio no interaccionaría con el dispositivo bajo estudio, acaba exhibiendo una impedancia bastante menor de la que se le requiere, a causa de las resonancias internas.

Con el camino de tierra (que presentan la inmensa mayoría de las sondas para poder hacer una medición entre dos puntos de un circuito) como nexo de unión, se llega al segundo experimento. Se confirma que la resonancia que aparece en la sonda pasiva de alta impedancia tiene, como contribuyente fundamental, dicho camino de retorno. La principal razón: el comportamiento no ideal de componentes; y es que la mayor contribución a la impedancia de un conductor proviene de su longitud y reactancia inductiva, que cobra importancia al aumentar la frecuencia, hasta el punto de tener más peso que la propia resistencia del conductor.

Como posible solución a los problemas de resonancia que aparecen en la sonda pasiva de alta impedancia, se construye una sonda pasiva de baja impedancia. Aunque desafortunadamente nombrada, esta sonda exhibe un comportamiento más regular y menos dependiente de la frecuencia que la sonda pasiva de alta impedancia, mostrando una impedancia mayor que la comúnmente usada. De construcción sencilla y barata, la sonda pasiva de baja impedancia

muestra sus virtudes a través de los experimentos 1 y 2, en los que se comporta mejor ante efectos de resonancia debido a su naturaleza resistiva.

A pesar de haber quedado demostrado que la longitud del camino de masa de cualquier sonda influye negativamente (en mayor o menor grado) en la calidad de una medida, muchas veces no es posible limitar su longitud. De cara a estas situaciones, se ha aprendido que la adición de impedancias puramente resistivas pueden atenuar las resonancias cuando estas se estén manifestando. Además, el uso de ferritas mostró ser otro recurso válido en aquellos casos en los que se tengan corrientes circulando entre las tierras del dispositivo bajo estudio y el osciloscopio. El origen de ese ruido es, de nuevo, debido a los efectos parásitos que aparecen a frecuencias suficientemente altas y que originan una diferencia de potencial entre puntos de tierra en los que se debería medir el mismo voltaje.

Para intentar paliar los efectos indeseados encontrados en los experimentos 1 y 2 se puede recurrir a medidas diferenciales, que eliminan los niveles de voltaje en modo común cuando las condiciones de la medida diferencial son las ideales. Aunque en el experimento 3 se demostró que es posible hacer medidas diferenciales con dos sondas pasivas de alta impedancia convencionales, los resultados pusieron de manifiesto la extrema sensibilidad de esta técnica a varios factores, principalmente relacionados con la disposición del montaje y la compensación de las sondas a la hora de hacer la medición.

La solución de compromiso a la que se llega es la de construir una sonda diferencial, que suprime los inconvenientes del uso simultáneo de dos sondas pasivas de alta impedancia. Una sonda diferencial es un dispositivo extremadamente sencillo, fácil de construir y barato. Del último experimento se dedujeron ratios de rechazo al modo común de más de 27 dB, que representa casi el doble de lo obtenido con el uso de dos sondas diferenciales.

Conviene tener presente los puntos claves deducidos de los experimentos que se han llevado a cabo cuando se trata de hacer medidas que involucran circuitos digitales de alta velocidad. En base a los resultados obtenidos durante este trabajo fin de grado, y en función de los recursos disponibles, la construcción de una sonda pasiva de baja impedancia o de una sonda diferencial puede ser altamente recomendable cuando no se dispone de otras sondas de medida más sofisticadas como las sondas activas.

Bibliografía

- [1] MOLINA LÓPEZ, VICTORIA, *Metrología. Boletín Informativo - Normalización nacional en Compatibilidad Electromagnética*, Madrid, Noviembre 2004.
- [2] *Directiva 2004/108/CE del Parlamento Europeo y del consejo de 15 de diciembre de 2004 relativa a la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros en materia de compatibilidad electromagnética*, Diciembre, 2004.
- [3] DOUGLAS C. SMITH, *High Frequency Measurements and Noise in Electronic Circuits*, 1993.
- [4] CHANG, JAE-YONG, *Choose The Best Passive And Active Oscilloscope Probes For Your Tasks*, Septiembre, 2011.
- [5] K. SCHOENWETTER, HOWARD, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-32, No. 1, Marzo 1983.
- [6] BALCELLS, JOSEP, DAURA, FRANCESE, ESPARZA, RAFAEL y PALLÁS, RAMÓN, *Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos*, 1991.
- [7] BERNAL MÉNDEZ, JOAQUÍN, *Apuntes de Propagación de ondas y compatibilidad electromagnética*, Grado en Ingeniería Aeroespacial, 2014.
- [8] GARCERÁN-HERNÁNDEZ, VICENTE, *Apuntes de Instrumentación Electrónica, Ingeniería de Telecomunicación*, 2007.